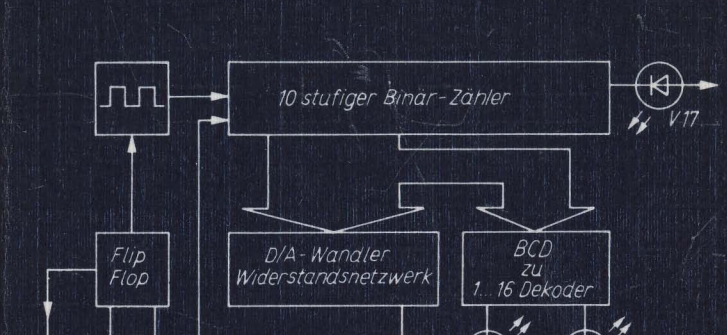
amateurreihe

electronica



Harold Raduschewski

237

UKW-Tuner

electronica · Band 237

HAROLD RADUSCHEWSKI

UKW-Tuner

Abstimmung und Anzeige der Empfangsfrequenz

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

Raduschewski, H.:
UKW-Tuner –
Berlin: Militärverlag der DDR (VEB), 1987 –
96 S., 57 Bilder – (electronica 237)

ISBN 3-327-00352-1

1. Auflage, 1987
© Militärverlag der
Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin, 1987
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Lichtsatz: Druckerei Phönix
Druck und buchbinderische Weiterverarbeitung:
Druckerei des Ministeriums für Nationale
Verteidigung (VEB) – Berlin – 34331-7
Lektor: Rainer Erlekampf
Zeichnungen: Angelika Ulsamer
Typografie: Martina Schwarz
Redaktionsschluß: 15. November 1986
LSV 3539
Bestellnummer: 746929 5
00190

Inhalt

	Vorwort	5
1.	**Prinzipien der Abstimmung von UKW-Tunern**	6
1.1.	Prinzipieller Aufbau eines UKW-Empfängers	6
1.2.	Aufbau eines UKW-Tuners	7
1.2.1.	Der Oszillator	8
1.2.2.	Die Mischstufe	9
1.2.3.	Die Vorstufe	12
1.2.4.	Abstimmung des UKW-Tuners	14
2.	**Schaltungen einiger industriell gefertigter UKW-Tuner**	18
2.1.	UKW-Tuner Typ *2 Si/2*	20
2.2.	UKW-Tuner Typ *3 Si*	20
2.3.	UKW-Tuner Typ *5 FET-2*	20
2.4.	UKW-Tuner Typ *6*	25
2.5.	UKW-Tuner Typ *6 FET*	25
2.6.	UKW-Tuner Typ *7*	25
3.	**Abstimmverfahren von C-Dioden-Tunern**	30
3.1.	Aufbereitung der Abstimmspannung	30
3.2.	Analoge Abstimmung von C-Dioden-Tunern	30
3.3.	Vollelektronische Abstimmung mit einer Treppenspannung	33
3.4.	Abstimmung und Senderspeicherung durch Spannungssynthese	42
3.5.	Abstimmung durch Frequenzsynthese	45

4. Senderspeicherung 49
4.1. Programmwahlschaltkreise 49
4.1.1. U 710 49
4.1.2. U 711 49
4.1.3. U 705 50
4.2. Senderspeicher mit U 710 und U 711 50

5. Anzeige der Empfangsfrequenz 59
5.1. Quasianaloge Frequenzanzeige 59
5.2. Digitale Empfangsfrequenzanzeige 62
5.2.1. Ermittlung der Empfangsfrequenz nach dem Verfahren mit voreinstellbarem Zähler 64
5.2.2. Komplette Schaltungen für digitale Frequenzanzeige 76
5.3. Mikrocomputer im UKW-Empfänger 82
5.4. Mikrocomputergesteuertes Abstimmsystem 84

6. ZF-Verstärker 87

7. Stromversorgung 91

Literatur 95

Vorwort

Durch den Einzug der Mikroelektronik in die Rundfunkempfangstechnik konnten völlig neue Gerätesysteme entstehen. Auch die mechanischen Baugruppen wie Abstimmung, Empfangsfrequenzanzeige und Bereichsumschaltung wurden durch vollelektronische Lösungen abgelöst.
Am Anfang stand der Einsatz von Programmwahlschaltkreisen. Damit ließen sich aufwendige und störanfällige Einheiten durch vollelektronische Baugruppen ersetzen. Einen Qualitätszuwachs brachte der Einsatz der PLL-Technik und mikroprozessorgesteuerter Abstimmsysteme.
Die vorliegende Broschüre gibt dem Amateur einen Einblick in die bereits recht umfangreiche Technik der Abstimmung und Anzeige der Empfangsfrequenz von UKW-Empfängern. Der Nachbau einiger Schaltungen soll durch die Angabe der entsprechenden Leiterplatten erleichtert werden.
Stromlaufpläne, in denen NSW-Bauelemente eingesetzt sind, informieren über internationale Trends.

Schwerin, im Mai 1986 *Harold Raduschewski*

1. Prinzipien der Abstimmung von UKW-Tunern

1.1. Prinzipieller Aufbau eines UKW-Empfängers

Bild 1.1 zeigt den Übersichtsschaltplan eines FM-Rundfunkempfängers. Die von der Antenne aufgenommenen elektromagnetischen Wellen werden im UKW-Tuner in eine Zwischenfrequenz (10,7 MHz) umgesetzt. Der Tuner muß hierbei die unterschiedlichsten Forderungen erfüllen:

- hohe Selektion zum Unterdrücken von Empfangsstörungen durch Signale außerhalb der Empfangsfrequenz,
- verzerrungsfreies Arbeiten in einem großen Regelbereich,
- niedriges Rauschen, um eine hohe Qualität der später demodulierten Signale zu gewährleisten,
- geringe Abstrahlung der Oszillatorfrequenz.

Die vom UKW-Tuner ausgekoppelte ZF wird vom nachfolgenden Verstärker selektiv verstärkt und im FM-Demodulator demoduliert, so daß an dessen Ausgang ein niederfrequentes Signal zur Verfügung steht. Der ZF-Verstärker hat die Aufgabe, aus den Produkten der Mischstufe des UKW-Tuners die gewünschte ZF auszusieben und das gewonnene Signal ohne Einfluß auf die Modulation zu verstärken. Die Ausgangsspannung des ZF-Verstärkers soll über einen gewissen Eingangsspannungsbereich konstant sein. Im Demodulator wird das ZF-Signal verzerrungsarm demoduliert. Der Stereo-Dekoder zerlegt ein Ste-

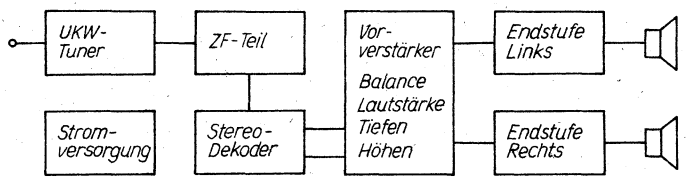


Bild 1.1 Übersichtsschaltplan eines FM-Rundfunkempfängers

reo-Signal in seine beiden Bestandteile. Zuerst wird das Signal von unerwünschten Frequenzen (größer 53 kHz) befreit und verstärkt. Im Dekoder werden mit dem Hilfsträger, den man aus dem Pilotsignal gewinnt, die Stereo-Signale links und rechts erzeugt. 2 Tiefpaßfilter engen den Bereich der beiden Signale auf den NF-Hörbereich ein, um Störungen durch den Pilotton und den Hilfsträger zu unterdrücken. In der Klang- und Lautstärkeregelstufe kann das NF-Signal den entsprechenden Bedingungen angepaßt werden. Die für die Lautsprecherboxen benötigte Ausgangsleistung wird von den beiden Leistungsverstärkern bereitgestellt. Mit weiteren Baugruppen eines Rundfunkempfängers lassen sich der Bedienkomfort und die Gebrauchseigenschaften verbessern. Dazu zählen:

- Festsenderspeicher,
- digitale Frequenzanzeige,
- optische Kontrolleinrichtungen und
- drahtlose Fernbedienung.

1.2. Aufbau eines UKW-Tuners

Die prinzipielle Wirkungsweise soll an Bild 1.2 erläutert werden. Das von der Antenne aufgenommene Signal gelangt auf den Eingangskreis, den man bei der Senderwahl auf die Empfangsfrequenz abstimmt. Das Signal wird dann durch eine Transistorstufe verstärkt. Das Großsignalverhalten läßt sich verbessern, indem man die Verstärkung dieser Vorstufe mit einer Gleichspannung regelt. Der Oszillator erzeugt eine Frequenz, die 10,7 MHz ober-

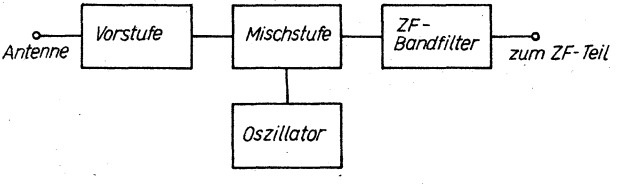


Bild 1.2 Übersichtsschaltplan eines UKW-Tuners

halb der Empfangsfrequenz liegt. In der Mischstufe werden die Oszillatorfrequenz (f_O) und die Eingangsfrequenz (f_e) gemischt. Dabei entsteht unter anderem die Differenzfrequenz ($f_O - f_e =$ 10,7 MHz). Die einzelnen Abstimmelemente der Vorstufe und des Oszillators werden beim Abstimmen gleichsinnig verändert. Das ZF-Signal wird dann über Bandfilter ausgekoppelt.

1.2.1. Der Oszillator

Der UKW-Tuner benötigt eine Hilfsfrequenz, die um den Betrag der ZF oberhalb der Empfangsfrequenz liegt. Diese Frequenz wird mit einem durchstimmbaren Oszillator erzeugt. Der Oszillator (siehe Bild 1.3) besteht aus
- Verstärker,
- rückkoppelndem Element und
- frequenzbestimmendem Element.

Die Baugruppen müssen so bemessen sein, daß die Selbsterregungsbedingung $k \cdot v \geqq 1$ erfüllt wird. Dabei ist v der Verstärkungsfaktor und k der Kopplungsfaktor (das Verhältnis von rückgekoppelter Spannung zur Ausgangsspannung). Die Phasenlage der rückgekoppelten Spannung und die Phasenlage am Eingang des Verstärkers müssen übereinstimmen. Die Oszillatorfrequenz wird durch den Schwingkreis bestimmt. Um den Oberwellenanteil gering zu halten, sollte der Oszillator eine möglichst unverzerrte, sinusförmige Schwingung mit konstanter Amplitude erzeugen. Zur Amplitudenstabilisierung begrenzt man entweder den Verstärkungsfaktor im Verstärker (Sättigungsbegrenzung) oder die Amplitude, z.B. durch antiparallel

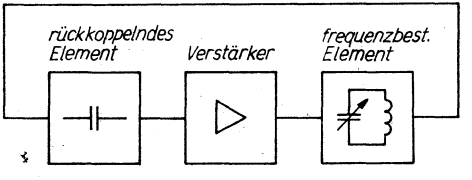


Bild 1.3 Übersichtsschaltplan eines Oszillators

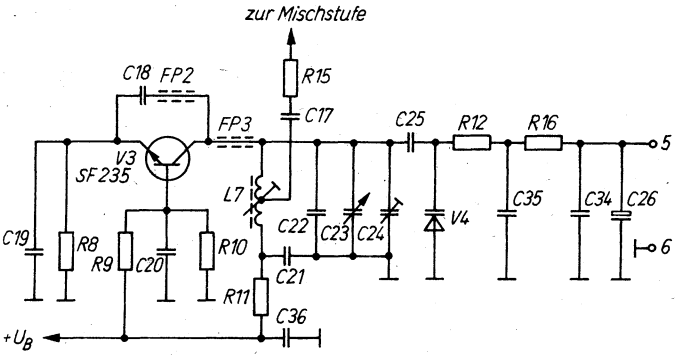


Bild 1.4 Oszillator des UKW-Tuners Typ *2 Si/2*

geschaltete Dioden. Bild 1.4 zeigt einen Oszillator für UKW-Tuner. Verwendet wird diese Schaltung im UKW-Tuner Typ *2 Si/2*. Der Tuner ist unter anderem im Stereosteuergerät *Akkord SR 1500* eingesetzt. Die Schaltung wird in ähnlicher Form in fast allen UKW-Tunern angewendet. Als Verstärker benutzt man einen bipolaren Transistor *SF 235,* der in Basisschaltung arbeitet. Die Rückkopplung wird mit C18 erreicht. C21, C22, C23, C24, C25, V4 und L7 bestimmen die Resonanzfrequenz des Oszillators und liegen im Kollektorkreis von V3. L7 und C23 ermöglichen einen Abgleich auf den erforderlichen Frequenzbereich. AFC erreicht man bei dieser Variante durch Nachstimmen der Oszillatorfrequenz. Hierfür ist V4 vorgesehen. Durch Anlegen einer Gleichspannung ändert sich der Kapazitätswert der C-Diode, und der Oszillator wird nachgestimmt.

1.2.2. Die Mischstufe

Die Mischstufe setzt ein definiertes Frequenzband, die Empfangsfrequenz, in ein anderes Frequenzband, die Zwischenfrequenz, um. Je nachdem, wie die Empfangsfrequenz und die Oszillatorfrequenz der Mischstufe zugeführt werden, unterscheidet man in additive und multiplikative Mischung. Entweder die

Frequenzen steuern getrennt an verschiedenen Eingängen das aktive Element der Mischstufe (multiplikative Mischung), oder sie überlagern sich und steuern als Schwebung das aktive Element der Mischstufe (additive Mischung). Zum Mischen müssen Bauelemente mit einer nichtlinearen Kennlinie, also Transistoren oder Dioden, eingesetzt werden. Am Ausgang der Mischstufe entstehen das Summen- und Differenzsignal. Bei der additiven Mischung haben sich 2 Schaltungsprinzipien durchgesetzt. Die selbstschwingende Mischstufe (Bild 1.5) und die fremderregte Mischstufe (Bild 1.6). Die Schaltung der selbstschwingenden Mischstufe entstammt dem UKW-Tuner Typ 3. Dieser Tuner wird vorrangig in tragbaren Geräten der unteren Preisklasse eingesetzt. Hier erfüllt das aktive Element (V2) 2 Funktionen. Es arbeitet als Oszillator und als Mischer. Man setzt diese Schaltung aus ökonomischen Gründen ein, obwohl sie sich nicht regeln läßt. Bei einer Verstärkungsregelung würde der Oszillator aussetzen. Der Oszillator hat eine geringe Frequenzstabilität bei hohen Eingangsspannungen und ein erhöhtes Rauschen, da der

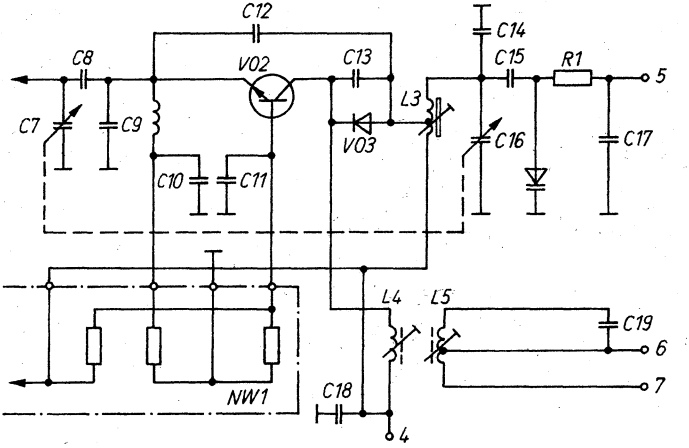


Bild 1.5 Selbstschwingende Mischstufe

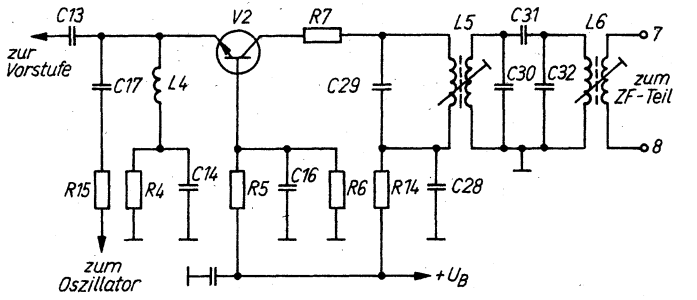


Bild 1.6 Fremderregte Mischstufe

Kollektorstrom vom Oszillator bestimmt wird. Das heißt, der Kollektorstrom kann nur soweit verringert werden, wie es die Schwingfähigkeit des Oszillators zuläßt. Bei zu großen ZF-Spannungen kann der Oszillator aussetzen oder über den Kollektor von V2 den Oszillator modulieren. Die Diode V3 liegt parallel zu C13, der mit L4 den Primärkreis des ZF-Bandfilters bildet. Da sie nicht vorgespannt ist, wirkt sie bei kleinen Resonanzspannungen am Bandfilter mit ihrem Sperrwiderstand. Bei zunehmender Spannung verringert sich der Innenwiderstand der Diode, und der Schwingkreis wird stärker bedämpft. Die Mischverstärkung wird also in gewissen Grenzen geregelt und ein Aussetzen des Oszillators unterdrückt. Die Widerstände zum Einstellen der Arbeitspunkte der Mischstufe und des Vorkreises sind in einem Widerstandsnetzwerk integriert. Bild 1.6 zeigt ein Beispiel für eine fremdmodulierte Mischstufe. Diese Schaltung wird beim UKW-Tuner Typ *2 Si/2* verwendet. Die fremdmodulierte Mischstufe ist durch eine lose Kopplung zwischen Misch- und Oszillatorkreis gekennzeichnet. Damit wird ein Mitziehen des Oszillators bei hohen Eingangssignalen vermieden. V2 arbeitet in Basisschaltung, und den Arbeitspunkt legen die Widerstände R4 bis R7 und R14 fest. Die Empfangs- und Oszillatorfrequenz gelangt über C13 und C17 zur Mischstufe. Auch sie ist lose angekoppelt. L4 und C14 bilden einen breitbandigen Saugkreis, der die ZF am Eingang kurzschließt und somit eine rückwärtige Wir-

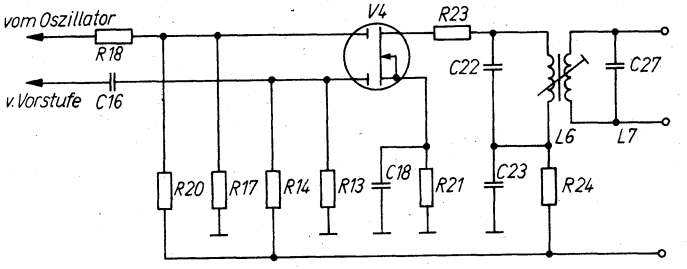


Bild 1.7 Multiplikative Mischstufe

kung der ZF verhindert und die Demodulation starker AM-Sender unterdrückt. Mit den beiden Bandfiltern (L5 und L6), die im Kollektorkreis von V2 liegen, wird aus den Mischprodukten die Differenzfrequenz (10,7 MHz) ausgefiltert und erdfrei ausgekoppelt. Dies ermöglicht ein rückwirkungsfreies Ankoppeln an den nachfolgenden ZF-Verstärker.

Bild 1.7 zeigt eine multiplikative Mischstufe. Sie wird im UKW-Tuner Typ 5 eingesetzt. Bei dieser Mischstufe gelangt die Empfangsfrequenz und die Oszillatorfrequenz auf einen Dual-Gate-FET. Dies garantiert eine gute Entkopplung zwischen Oszillator- und Eingangskreis. Durch die Oszillatorspannung, die über C16 auf das 2. Gate von V4 gelangt, wird die Arbeitskennlinie I_D des FET steiler. Die lange quadratische Kennlinie des FET gewährleistet ein störungsfreies Verarbeiten hoher Eingangsspannungen. R21 bewirkt eine gewisse Unabhängigkeit gegenüber Betriebsspannungsschwankungen. Die entstehende ZF wird mit dem Bandfilter L6 und L7 erdfrei ausgekoppelt. Die multiplikative Mischung verursacht weitaus weniger unerwünschte Nebenfrequenzen als die additive Mischung.

1.2.3. Die Vorstufe

Die Vorstufe eines UKW-Tuners erfüllt mehrere Aufgaben. Um störende Produkte in der Mischstufe zu vermeiden, soll dort die gewünschte Frequenz mit dem entsprechenden Pegel anliegen.

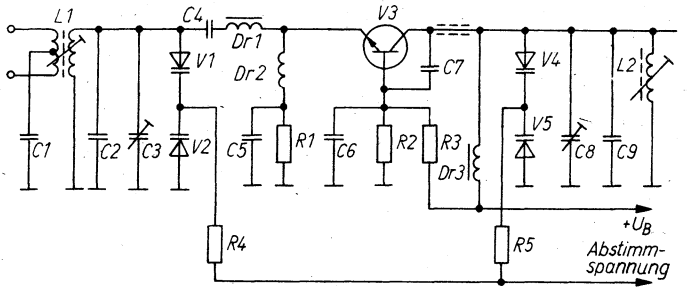


Bild 1.8 Vorstufe

Das heißt, der Pegel muß hoch genug sein, um das Mischen zu gewährleisten. Andererseits soll aber auch ein Übersteuern der Mischstufe vermieden werden. Deshalb sollte sich die Vorstufe regeln und begrenzen lassen. Man versieht sie in den meisten Fällen mit einem abstimmbaren Vorkreis, um HF-Störungen zu unterdrücken. Bild 1.8 zeigt eine Vorstufe, wie sie der UKW-Tuner Typ 6 enthält. Das Antennensignal wird symmetrisch eingekoppelt. Der Vorkreis (L1, C2, C3, V1 und V2) läßt sich mit einer Gleichspannung abstimmen. C4 verhindert einen Kurzschluß des Emitterkreises von V3. Der Vorstufentransistor wird in Basisschaltung betrieben. Der Kondensator C7 und die Ferritperle am Kollektor von V3 unterdrücken parasitäre Schwingungen in der Vorstufe. Bei hochwertigen Tunern folgt der Vorstufe meistens ein abstimmbares Bandfilter. Die Vorstufe nach Bild 1.9 ist mit einem Dual-Gate-FET bestückt. Die Schaltung stammt vom UKW-Tuner Typ *5 FET-2*. Der Einsatz eines Dual-Gate-FET in der Vorstufe bringt gegenüber bipolaren Transistoren Vorteile. Durch den hochohmigen Eingang kann der Vorkreis direkt an den Verstärker angeschlossen werden. Es läßt sich eine hohe Verstärkung bei geringem Rauschen erzielen. Die lange lineare Kennlinie des FET gewährleistet eine hohe Übersteuerungsfestigkeit der Vorstufe. Des weiteren kann ein großer Regelumfang der Vorstufe realisiert werden. Das Antennensignal koppelt man mit L1 symmetrisch ein. Der Vorkreis (L1, C2,

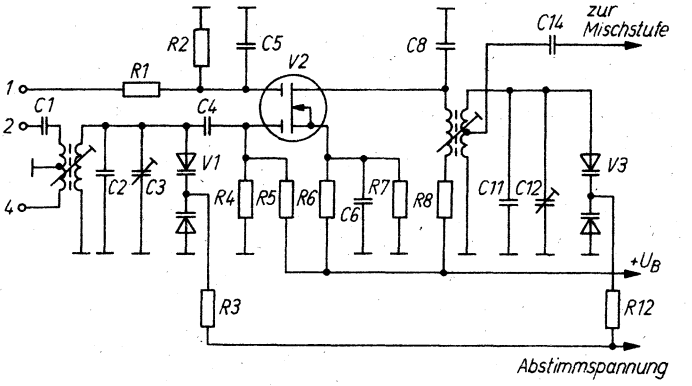


Bild 1.9 Vorstufe mit FET

C3, V1 und V2) wird mit C-Dioden abgestimmt. C4 verhindert einen Kurzschluß der Spannung am Gate 1 des FET über die L1. Die Vorstufe wird über das 2. Gate des FET geregelt. Die Regelspannung kann im Tuner selbst durch Gleichrichtung der ZF oder vom ZF-Verstärker gewonnen werden.

1.2.4. Abstimmung des UKW-Tuners

Die Empfangsfrequenz läßt sich durch Verändern der Resonanzfrequenz der Schwingkreise einstellen. Man ändert dazu die Induktivität bzw. die Kapazität. Ein Verstellen der Induktivität durch Variometer ist nicht mehr üblich. Zum Erhöhen des Bedienkomforts eines UKW-Empfängers stimmt man den UKW-Tuner mit C-Dioden ab. Erst hiermit lassen sich elektronische Senderspeicher und mikroprozessorgesteuerte Abstimmsysteme aufbauen.

C-Dioden sind speziell auf große Sperrschichtkapazität und geringe Verluste ausgelegte Halbleiterbauelemente. Ein in Sperrichtung betriebener pn-Übergang hat eine Kapazität, deren Größe von der Breite der Sperrschicht und der Sperrspannung abhängt. Bei solchen Bauelementen ist diese Eigenschaft

aufgrund der verwendeten Technologie stark ausgeprägt. Die physikalischen Eigenschaften sind in [1] und [2] ausführlich beschrieben. Bild 1.10 zeigt die Kennlinien einiger C-Dioden. Die Kapazitätsvariation einer Kapazitätsdiode ergibt sich aus

$$V_C = \frac{C_{max}}{C_{min}} .$$

Für die Frequenzvariation gilt:

$$V_f = \frac{f_{max}}{f_{min}} = V_C .$$

Tabelle 1.1. enthält die Werte für V_C und R_s von einigen Kapazitätsdioden. Bei der praktischen Anwendung wird die Gesamtkapazität des Schwingkreises jedoch durch Reihen- und Parallelkapazitäten gebildet. Deshalb muß V_C der Kapazitätsdiode größer sein als der für die Abstimmung benötigte Wert. Ein weiterer Faktor ist die Wirkung der Kapazitätsdiode auf die Güte des Schwingkreises. Einen wesentlichen Einfluß hat der in Reihe mit der Kapazitätsdiode liegende Scheinwiderstand R_s. Das heißt,

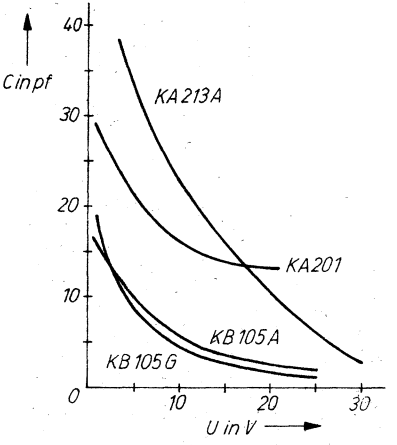


Bild 1.10
Kennlinie einiger C-Dioden

Tabelle 1.1. Kennwerte einiger C-Dioden

Typ	U_{max} in V	C in pf	bei	C in pf	bei	R_S in Ω	V_C
KB 105 A	28	17	1 V	2,3 ... 2,8	25 V	0,6 ... 0,8	4 ... 5
KB 105 G	28	17,5	1 V	1,8 ... 2,8	25 V	0,9 ... 1,2	4 ... 6
KA 213 A	32	35 ... 40	3 V	14	30 V	0,3 ... 0,4	2,4 ... 2,7
KA 201	20	15 ... 30	4 V	11 ... 20	10 V	1,6 ... 3	1,4 ... 1,6

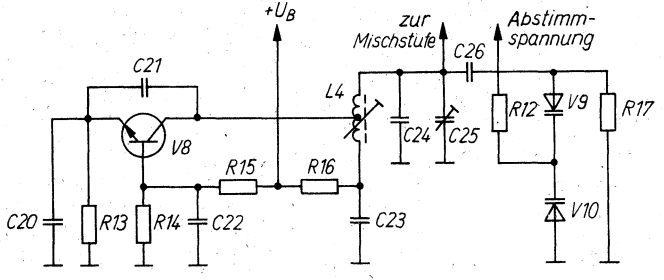


Bild 1.11 Abstimmung eines Oszillators mit C-Dioden

soll die Bandbreite klein sein, müssen Kapazitätsdioden mit geringem R_s eingesetzt werden.
Das Prinzip der Abstimmung mit C-Dioden soll am Stromlaufplan des Oszillators des UKW-Tuners Typ 6 (siehe Bild 1.11) dargestellt werden. Den Schwingkreis (L4, C23, C24, C25, C26) stimmt man mit den beiden C-Dioden V9 und V10 ab. Sie liegen wechselspannungsmäßig dem Schwingkreis parallel. Die Abstimmspannung gelangt über den Entkopplungswiderstand R12 auf die Katoden der C-Dioden. Der Entkopplungswiderstand verhindert einen Kurzschluß der Oszillatorspannung über den Innenwiderstand der Spannungsquelle für die Abstimmspannung. Der Wert sollte aus dieser Sicht recht hoch sein. Da aber eine Temperaturänderung auch den Sperrstrom verändert, entsteht über dem Entkopplungswiderstand ein höherer Spannungsabfall. Mit den in der Schaltung angegebenen 39 kΩ wurde ein recht guter Kompromiß eingegangen. R17 schließt den Gleichstrompfad für V9. Der Kondensator C26 verhindert ein Abfließen des Kollektorstromes von V8 über die C-Dioden. Zur AFC wird bei dieser Schaltung die Nachstimmspannung der Abstimmspannung überlagert. Das hat den Vorteil, daß sie gleichzeitig auf alle Kreise wirkt. Durch diese Maßnahme wird auch ein gleichmäßiger Fang- und Haltebereich über den gesamten Empfangsbereich erzielt.
Aufgrund der nicht linear verlaufenden C-Diodenkennlinie überlagert sich besonders bei niedrigen Abstimmspannungen die HF-Spannung der Abstimmspannung. Das führt dann zu einer Veränderung der Resonanzspannung des Schwingkreises. Durch Antiparallel- oder Reihenschaltung mehrerer C-Dioden läßt sich das aber einschränken. Nachteilig gegenüber der Drehkondensatorabstimmung ist auch die Temperaturabhängigkeit und die Treffsicherheit C-Dioden-bestückter Schaltungen. Durch eine entsprechende Dimensionierung der Schaltung und Temperaturkompensationen lassen sich die Nachteile aber auf ein Minimum reduzieren.

2. Schaltungen einiger industriell gefertigter UKW-Tuner

Die folgende Typenübersicht von UKW-Tunern erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Dem Amateur soll die Auswahl für seine entsprechenden Zwecke erleichtert werden. Da die Funktionsgruppen eines UKW-Tuners in den vorangegangenen Abschnitten bereits beschrieben wurden, soll hier nur auf Besonderheiten einzelner Tuner eingegangen werden. In Tabelle 2.1. sind die wichtigsten Merkmale der aufgeführten Tuner zusammengefaßt.

Tabelle 2.1. Merkmale einiger UKW-Tuner

Typ	Abstimmung			Empfangsfrequenz in MHz	Halbleiterbestückung	C-Dioden	Eingangswiderstand in Ω	Verstärkungsregelung	Betriebsspannung in V	AFC	
	Drehkondensator	C-Dioden	abstimmbare Kreise							separat	U_{AB} überlagert
2 Si/2	×		3	87,5 ... 104	3 × SF 235	KA 213	300		14,5	×	
Si 3	×		3	87,5 ... 104	2 × SF 235	KA 213 B	75		9	×	
5 FET-2		×	3	87,5 ... 104	2 × KP 350 A	KVS 111 A	300		9	×	×
6		×	4	87,5 ... 100	3 × SF 235	KA 213 B	300		14,5		×
6 FET		×	4	87,5 ... 104	1 × BF 900 1 × SF 235 1 × SF 245	KA 213 B	300	×	12		×
7		×	4	87,5 ... 104	2 × BF 900 1 × SF 236 1 × SF 235	KVS 111 A oder BB 204	300	×	12		×

2.1. UKW-Tuner Typ 2 Si/2

Der UKW-Tuner Typ *2 Si/2* (siehe Bild 2.1) wird mit einem Dreifachdrehkondensator abgestimmt. Dieser und die verwendeten Abstimmkreise mit hoher Güte (Ferrite) sowie das lose Koppeln zwischen Oszillator- und Mischstufe gewährleisten sehr gute Selektions- und Großsignaleigenschaften. Der Tuner entspricht den Erfordernissen im Sendernahfeld. Zur AFC wird der Oszillator verstimmt. Die Belegung der Anschlüsse enthält Tabelle 2.2.

2.2. UKW-Tuner Typ 3 Si

Besonders für einfache UKW-Empfänger wurde der Tuner nach Bild 2.2 entwickelt. Der Eingangskreis ist für den Anschluß einer Teleskopantenne ausgelegt. Er wird mit einem Dreifachdrehkondensator abgestimmt. Es ist eine selbstschwingende Mischstufe eingesetzt. Wie die Anschlüsse belegt sind, zeigt Tabelle 2.3.

2.3. UKW-Tuner Typ 5 FET-2

Die Vor- und Mischstufe des Tuners nach Bild 2.3 sind mit Dual-Gate-FET *KP 350 A,* der Oszillator mit einem *SF 235* bestückt. Aufgrund der Dreifachabstimmung und dem Einsatz von FET ergibt sich ein gutes Verhalten im Sendernahfeld. Durch eine Regelschaltung kann die Vorstufenverstärkung verändert und eine Übersteuerung der Vorstufe vermieden werden. Der Regelumfang beträgt etwa 25 dB. Die AFC kann man durch Überlagern der Abstimmspannung oder über einen separaten Anschluß realisieren. Beim Prinzip der Überlagerung der Nachstimmspannung sollte der Anschluß 10 auf Masse gelegt werden. Tabell 2.4. gibt Auskunft über die Anschlußbelegung.

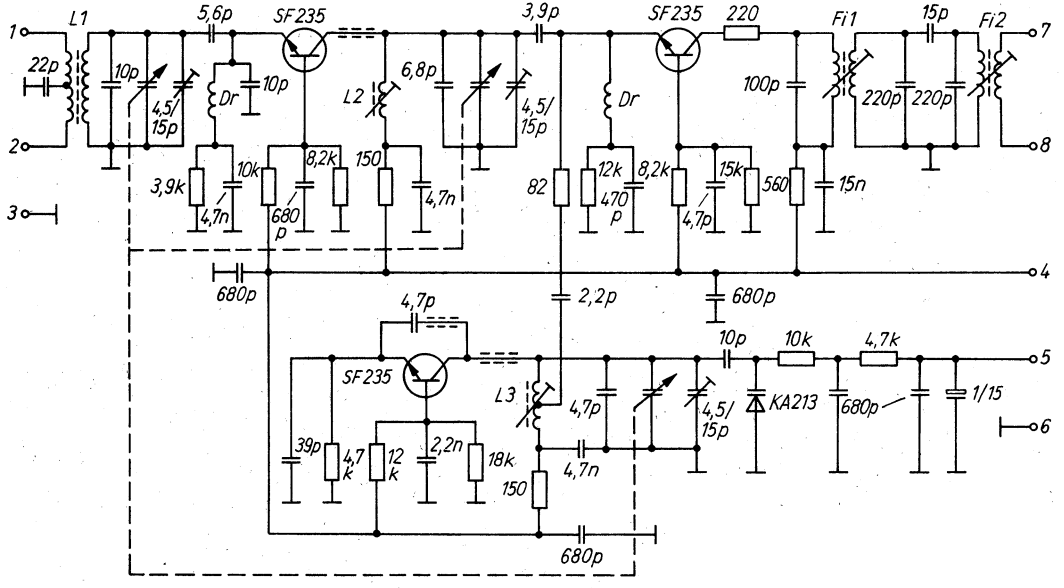


Bild 2.1 UKW-Tuner Typ *2 Si/2* [3]

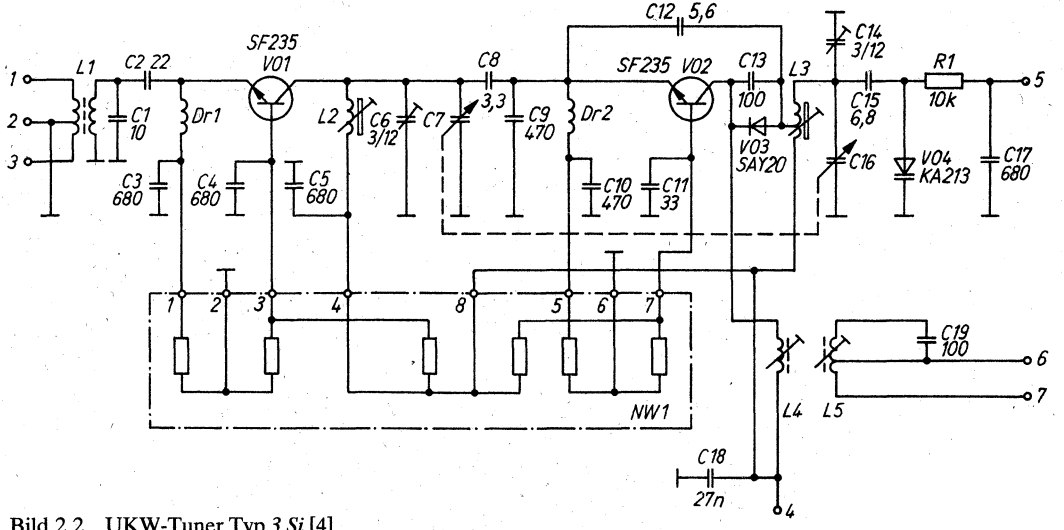


Bild 2.2 UKW-Tuner Typ *3 Si* [4]

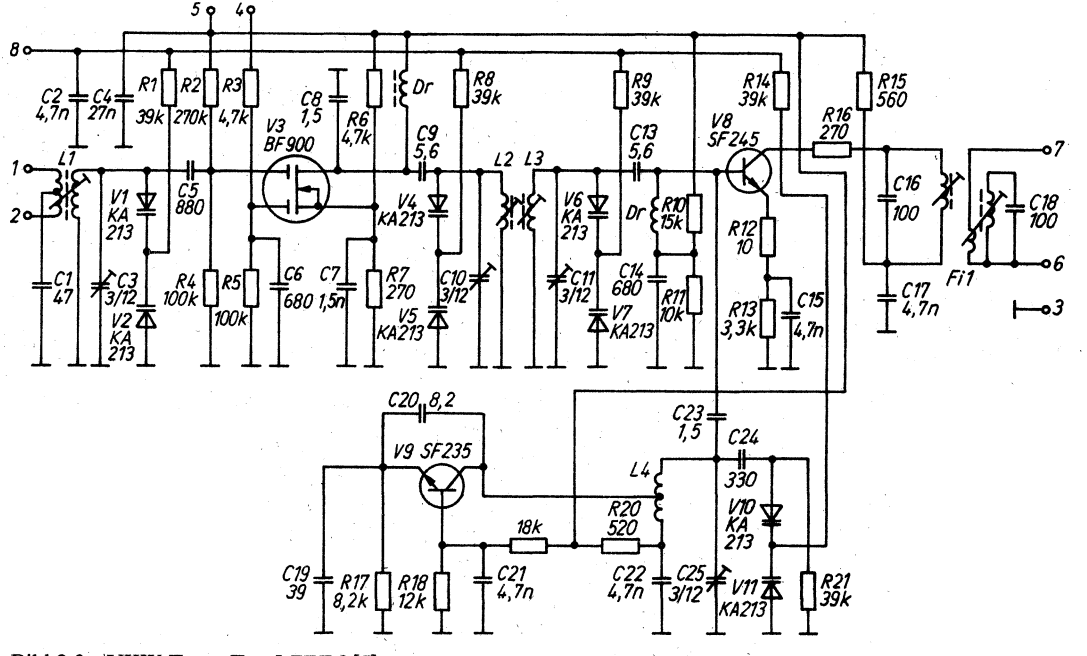


Bild 2.3 UKW-Tuner Typ *5 FET-2* [5]

Tabelle 2.2. Anschlußbelegung des UKW-Tuners Typ *2 Si/2*

Anschluß	Belegung
1	Antenneneingang
2	Antenneneingang
3	Masse
4	Betriebsspannung
5	Masse
6	AFC-Eingang
7	ZF-Ausgang
8	ZF-Ausgang

Tabelle 2.3. Anschlußbelegung des UKW-Tuners Typ *3 Si*

Anschluß	Belegung
1	Antenneneingang
2	Antenneneingang
3	Masse
4	Betriebsspannung
5	AFC-Eingang
6	ZF-Ausgang
7	ZF-Ausgang (Masse)

Tabelle 2.4. Anschlußbelegung des UKW-Tuners Typ *5 FET-2*

Anschluß	Belegung
1	Eingang Verstärkungsregelung
2	Antenneneingang
3	Masse
4	Antenneneingang
5	Abstimmspannung
6	Betriebsspannung
7	ZF-Ausgang
8	ZF-Ausgang
9	Masse
10	Katode AFC-Diode
11	Anode AFC-Diode

2.4. UKW-Tuner Typ 6

Der UKW-Tuner Typ 6 ist ein 4fach-C-Dioden-abstimmbarer Tuner (Bild 2.4). Bestückt ist er mit 3 Transistoren *SF 235*. Die AFC wird durch Überlagerung der Nachstimmspannung mit der Abstimmspannung erreicht. Die Anschlußbelegung ist aus Tabelle 2.5. ersichtlich.

2.5. UKW-Tuner Typ 6 FET

Die Vor- und Mischstufe des Tuners nach Bild 2.5 ist mit je einem Dual-Gate-FET *BF 900* bestückt. Die Vorstufenverstärkung läßt sich mit einer Gleichspannung über den Anschluß 4 regeln. Die AFC wird auch hier durch Überlagerung der Nachstimmspannung mit der Abstimmspannung realisiert. Die Anschlußbelegung enthält Tabelle 2.6.

2.6. UKW-Tuner Typ 7

Ebenfalls 4fach-C-Dioden-abstimmbar ist der UKW-Tuner nach Bild 2.6. Die Vor- und Mischstufe sind mit Dual-Gate-FET *BF 900* bestückt. Abgestimmt wird mit Doppel-C-Dioden. Zum feldstärkeabhängigen Regeln der Vorstufe ist ein Gleichrichter integriert. Die ZF-Spannung wird mit C16 am ZF-Bandfilter ausgekoppelt, mit V8 und V9 gleichgerichtet und mit V10 verstärkt. Diese Gleichspannung wird über eine externe Brücke (Anschluß 9 nach Anschluß 4) über R4 dem 2. Gate des FET zugeführt. Tabelle 2.7. gibt Auskunft über die Anschlußbelegung.

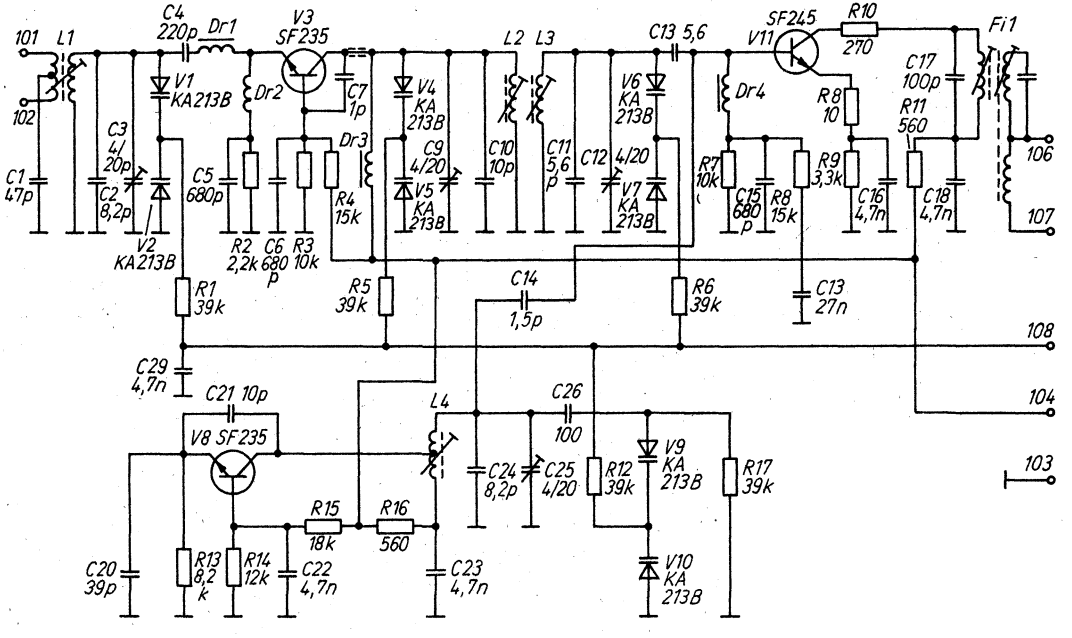
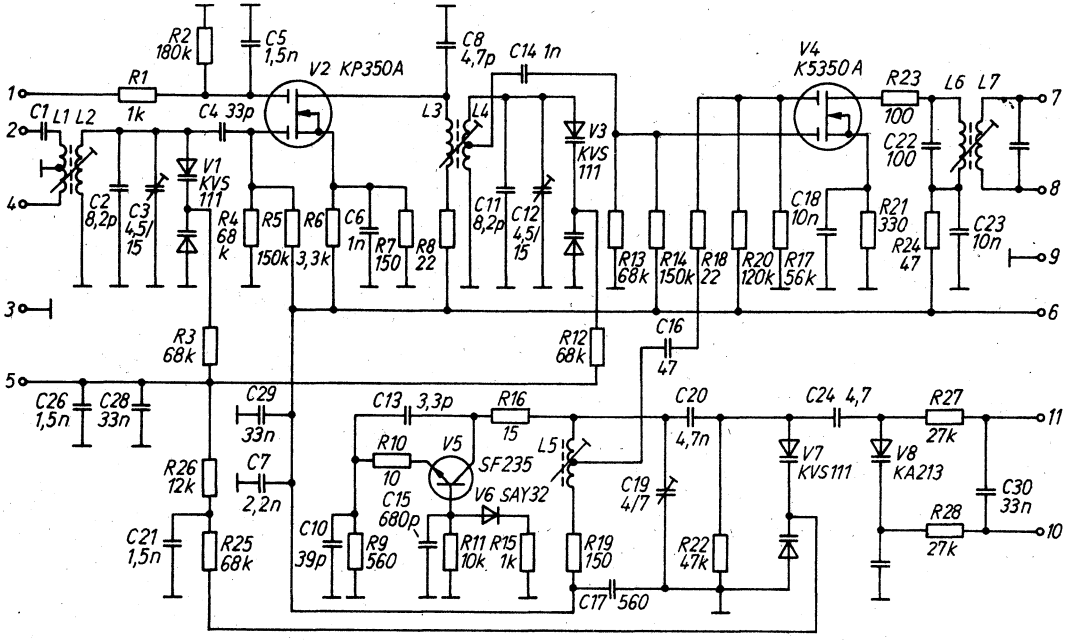


Bild 2.4 UKW-Tuner Typ *б* [6]



27 Bild 2.5 UKW-Tuner Typ *6 FET* [7]

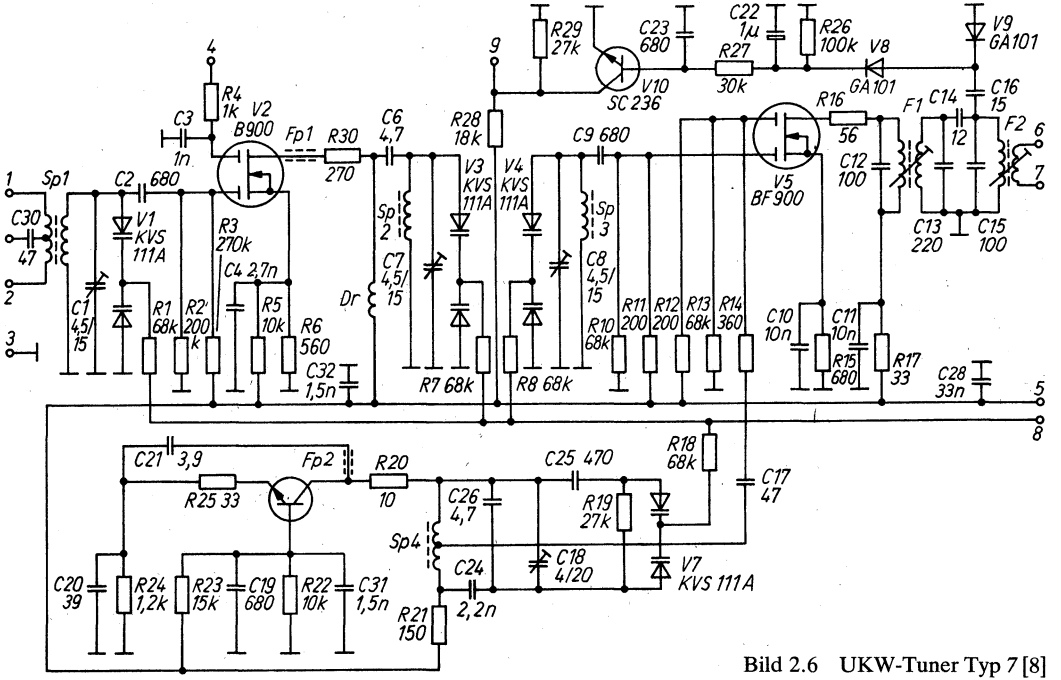


Bild 2.6 UKW-Tuner Typ 7 [8]

Tabelle 2.5. Anschlußbelegung des UKW-Tuners *Typ 6*

Anschluß	Belegung
1	Antenneneingang
2	Antenneneingang
3	Masse
4	Betriebsspannung
5	Masse
6	ZF-Ausgang
7	ZF-Ausgang
8	Abstimmspannung

Tabelle 2.6. Anschlußbelegung des UKW-Tuners Typ *6 FET*

Anschluß	Belegung
1	Antenneneingang
2	Antenneneingang
3	Masse
4	Eingang Verstärkungsregelung
5	Betriebsspannung
6	ZF-Ausgang
7	ZF-Ausgang

Tabelle 2.7. Anschlußbelegung des UKW-Tuners *Typ 7*

Anschluß	Belegung
1	Antenneneingang
2	Antenneneingang
3	Masse
4	Eingang Verstärkungsregelung
5	Betriebsspannung
6	ZF-Ausgang
7	ZF-Ausgang
8	Abstimmspannung
9	Ausgang feldstärkeabhängige Regelspannung

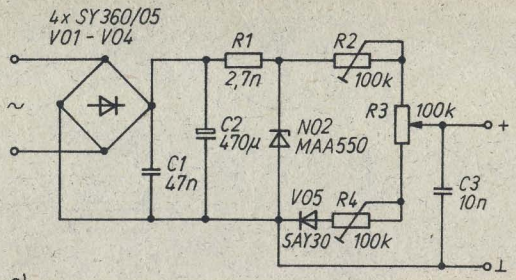
3. Abstimmverfahren von C-Dioden-Tunern

3.1. Aufbereitung der Abstimmspannung

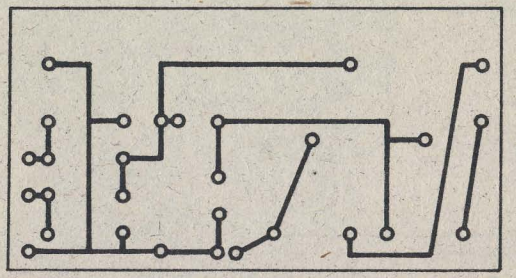
Für das Abstimmen von C-Dioden-Tunern wird in der Regel eine Gleichspannung von maximal + 27 V benötigt. Sie soll gut gesiebt und mit einem geringen Temperaturkoeffizienten behaftet sein. Natürlich muß man sie gegen Spannungsschwankungen stabilisieren. Meistens wird die Abstimmspannung durch Transformieren aus der 220-V-Netzspannung erzeugt. Lediglich bei batteriebetriebenen Geräten wendet man spezielle Transverter an. Die Abstimmspannung darf nur für das Abstimmen des Tuners verwendet werden, um eventuelle Brummschleifen zu vermeiden.

3.2. Analoge Abstimmung von C-Dioden-Tunern

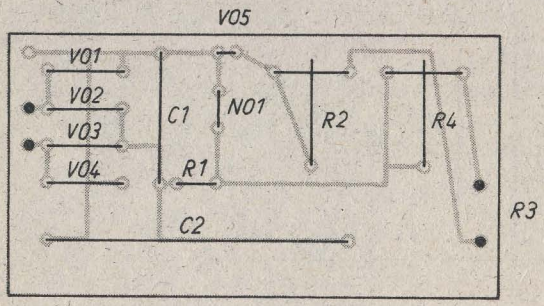
Am häufigsten werden C-Dioden-Tuner mit Potentiometern abgestimmt. Bild 3.1 a zeigt die Grundschaltung für die analoge Abstimmung von C-Dioden-Tunern mit Potentiometer [9]. Nach dem Gleichrichten und anschließendem Sieben wird die Spannung mit einem Festspannungsregler *MAA 550* von TESLA stabilisiert. Die Ausgangsspannung kann hier zwischen 27 und 32 V liegen. Sie ist exemplarabhängig. Der genaue Wert ist aber für die Funktionsweise uninteressant, da es ja auf die Stabilität der Abstimmspannung ankommt. Über R 1 stellt sich etwa ein Strom von 1 mA für den *MAA 550* ein. Mit R 2 wird die Abstimmoberspannung und mit R 4 die Abstimmunterspannung eingestellt. Durch diese Maßnahme kann der volle Drehwinkel des Potentiometers für das Abstimmen ausgenutzt werden. V 5 benutzt man zur Temperaturkompensation. Für das Potentiometer R 3 sollte eine solide, robuste Ausführung verwendet werden. Geeignet ist hierfür z. B. das Potentiometer für die Abstimmung vom *Stern-Automatic.*



a)

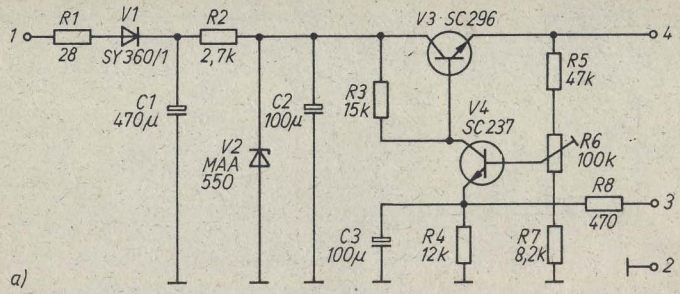


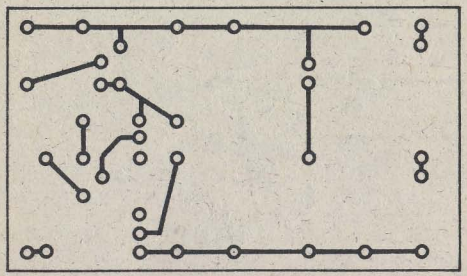
b)



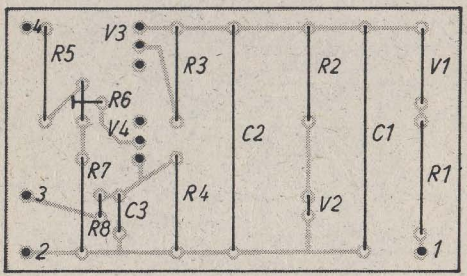
c)

Bild 3.1 Aufbereitung der Abstimmspannung;
a – Stromlaufplan, b – Leiterplatte, c – Bestückungsplan





b)



c)

Bild 3.2 Aufbereitung der Abstimmspannung für UKW-Tuner, bei denen die Nachstimmspannung der Abstimmspannung überlagert ist;
a – Stromlaufplan, b – Leiterplatte, c – Bestückungsplan

Für UKW-Tuner, bei denen die Nachstimmspannung der Abstimmspannung überlagert wird, läßt sich diese Schaltung nicht verwenden. Eine hierzu geeignete Schaltung zeigt Bild 3.2a. Sie ist in ähnlicher Form im Stereo-Steuergerät *RS 5001* eingesetzt und für den *A 225* als ZF-Teil ausgelegt. Die Gleichspannung wird durch Einweggleichrichtung und Stabilisieren mit einem *MAA 550* gewonnen. Die anschließende Regelstufe mit V3 und V4 stellt die mit der Nachstimmspannung überlagerte Abstimmspannung bereit. Vom pin 5 des *A 225* gelangt der von der Verstimmung abhängige Strom auf den Anschluß 3 der Schaltung. Die maximale Abstimmspannung läßt sich mit R6 einstellen.

3.3. Vollelektronische Abstimmung mit einer Treppenspannung

Im Gegensatz zur Abstimmung des C-Dioden-Tuners mit einem Potentiometer, verwendet man dabei eine Treppenspannung mit 1024 Treppenspannungswerten. Dieses Prinzip (Bild 3.3) wird

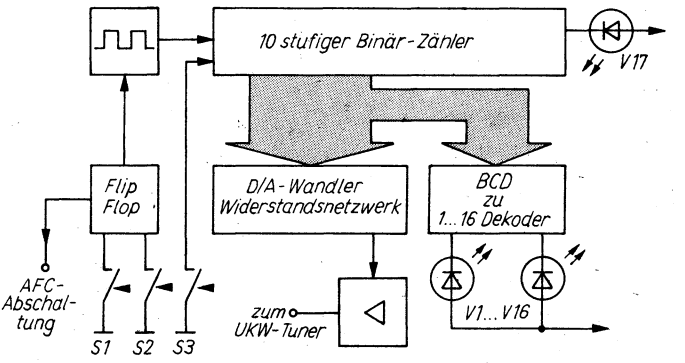


Bild 3.3 Übersichtsschaltplan der vollelektronischen Abstimmung mit einer Treppenspannung

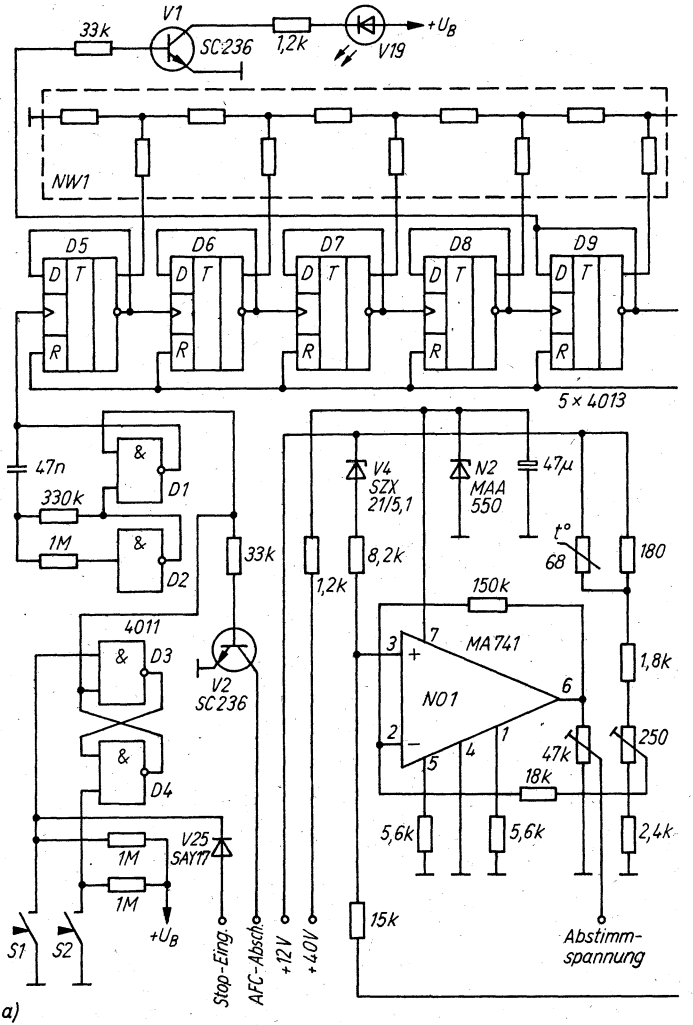
beim Autoempfänger *A 200* (VEB *Elektrotechnik Eisenach*) angewendet [10]. Diese Schaltung benötigt das störanfällige Potentiometer zum Abstimmen nicht. Man kann damit auch einen Sendersuchlauf realisieren.
Durch das Betätigen von S2 (Start) wird ein Flip-Flop gesetzt, das bewirkt, daß der Taktgenerator einen 10stufigen Binärzähler ansteuert. Dieser Zähler ist mit einem Präzisionswiderstandsnetzwerk beschaltet. Am Ausgang des Netzwerkes steht eine ansteigende Treppenspannung zur Verfügung. Ein Abstimmspannungsverstärker liefert die für die Abstimmung des Tuners erforderlichen Werte. Ein BCD-zu-1-aus-16-Dekoder steuert 16 Leuchtdioden an, die wiederum den Zustand des Zählers und damit die Empfangsfrequenz optisch anzeigen. Während des Abstimmvorganges leuchtet die LED V17, und die AFC des Tuners wird abgeschaltet. Beim Erreichen des gewünschten Senders betätigt man S1 (Stop), der Zähler stoppt, und die AFC wird freigegeben. Mit S3 (Reset) kann der Zähler in seine Anfangslage zurückgesetzt werden.

Schaltungsbeschreibung

Bei der Schaltung nach Bild 3.4 sind Zähler und Start-Stop-Generator mit CMOS-Schaltkreisen aufgebaut. Dies ermöglicht den Einsatz in batteriebetriebenen Geräten. Beim Betätigen von S2 erhält das Flip-Flop (D3 und D4) L-Pegel. Der Ausgang von D4 schaltet somit auf H-Pegel, der Taktgenerator wird freigegeben. Die Taktfrequenz beträgt etwa 250Hz. Gleichzeitig wird V2 durchgesteuert. Hiermit kann die AFC während des Abstimmvorganges abgeschaltet werden. Der Taktgenerator steuert den 10stufigen Binärzähler (D5 bis D14) an. Er besteht aus 10 D-Flip-Flop. Der Zähler zählt von 0 bis 1024. Die Ausgänge der einzelnen Flip-Flop haben je nach Zustand L-Pegel (etwa 0V) oder H-Pegel (etwa 9V) und schalten die Teilwiderstände der Netzwerke 1 und 2 auf Masse oder an die Betriebsspannung. Somit entsteht am Widerstandsnetzwerk NW2 eine Treppenspannung mit 1024 diskreten Spannungssprüngen. Anstelle der Widerstandsnetzwerke können auch engtolerierte Einzelwiderstände möglichst aus einer Charge verwendet werden. Für

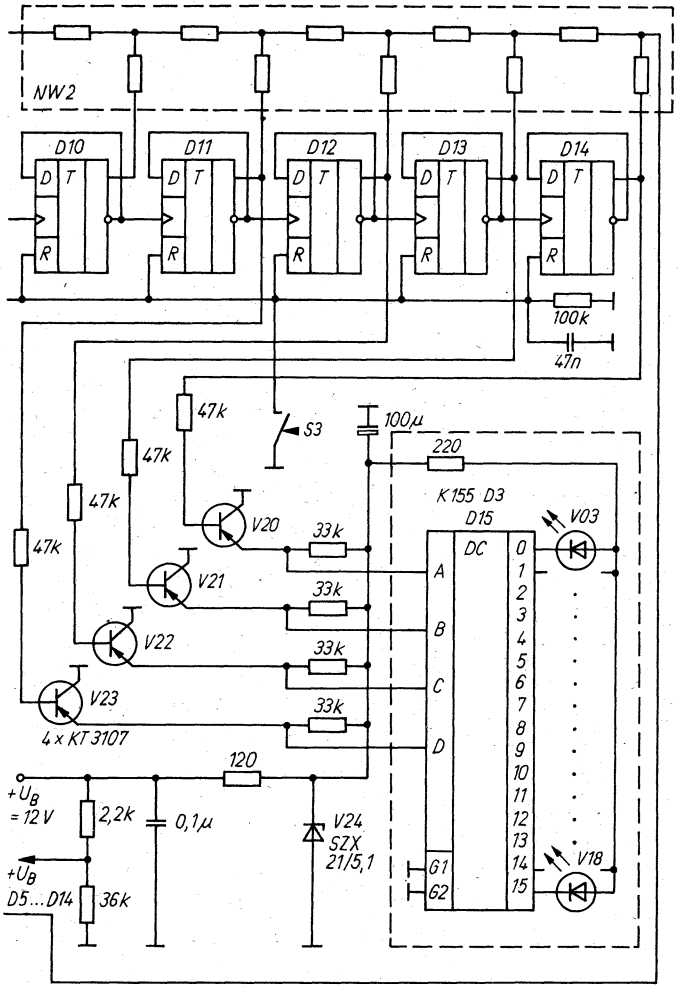
$R = 36\ k\Omega$ und $R/2 = 18\ k\Omega$. Über die Rücksetzeingänge von D 5 bis D 14 läßt sich der Zähler in seine Anfangslage setzen. Das heißt, alle Ausgänge der Flip-Flop schalten auf L-Pegel. Über V 1 wird V 19 angesteuert. Diese zeigt durch Blinken den Abstimmvorgang optisch an. Zur Anzeige der Empfangsfrequenz verwendet man eine 16stellige LED-Kette. Hierfür werden die 4 höchsten bit des Zählers ausgewertet. V 20 bis V 23 passen den CMOS Pegel des Zählers an den TTL-Pegel des BCD-zu-16-Dekoders (D 15) an. Entsprechend dem Zustand des Zählers leuchten die einzelnen LED auf. Der Frequenzabstand zwischen dem Aufleuchten zweier LED beträgt etwa 1 MHz. Mit der Z-Diode V 24 wird die Betriebsspannung für den Dekoder (5,1 V) bereitgestellt.

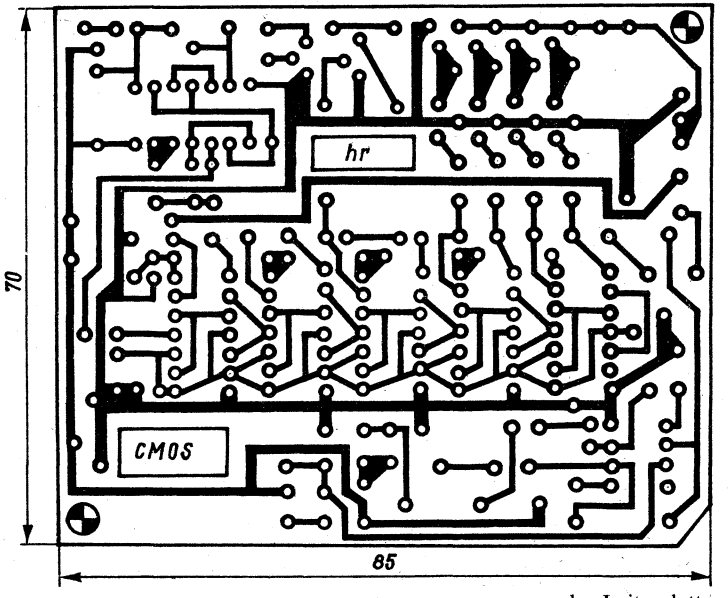
Die am pin 3 des Abstimmspannungsverstärkers (NO 1) anliegende Treppenspannung beträgt etwa 3 bis 9 V. Der Abstimmspannungsverstärker setzt diese in einen Bereich von etwa 3 bis 26 V um. Der Heißleiter trägt zur Temperaturkompensation der Abstimmspannung bei. Mit dem 250-Ω-Einstellwiderstand kann man die obere Grenze der Abstimmspannung festlegen. Hierbei ist der Zähler mit S 3 in seine Anfangslage zu setzen. Da sich die Frequenz des Tuners nicht linear ändert, müssen im oberen Empfangsbereich die Treppenspannungssprünge vergrößert werden. Dies bewirkt dann eine annähernde Linearisierung der Empfängerskale. Dazu wird der nichtinvertierende Eingang von NO 1 über eine Z-Diode mit der Betriebsspannung verbunden. Mit dem 47-kΩ-Einstellwiderstand kann im Wechsel mit dem 250-kΩ-Einstellwiderstand der genaue Wert der Abstimmober- und Abstimmunterspannung eingestellt werden. Das Betätigen von S 1 bewirkt das Setzen des Start-Stop-Flip-Flop. Der Ausgang von D 4 schaltet auf L-Pegel, sperrt somit den Taktgenerator und gibt über V 2 die AFC frei. Am STOP-Eingang kann man eine Komparatorschaltung anschließen. Hiermit läßt sich dann eine Suchlaufautomatik realisieren. Beim Erreichen eines Senders gibt der Komparator einen L-Impuls ab. Der Taktgenerator wird gestoppt und die AFC freigegeben. Bild 3.5 und Bild 3.6 zeigen hierfür 2 entsprechende Schaltungen.



a)

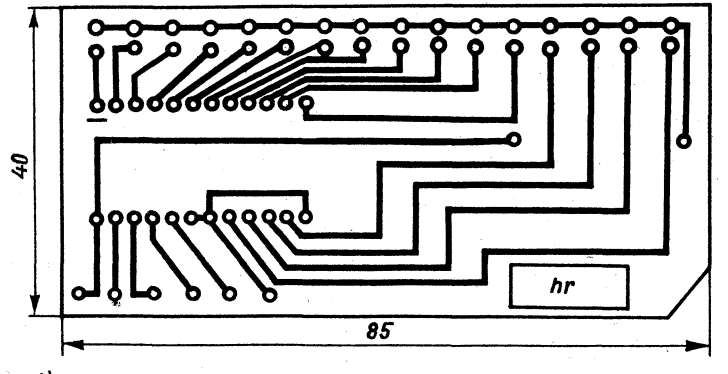
Bild 3.4 Vollelektronische Abstimmung; a – Stromlaufplan,


NW2
D10
D11
D12
D13
D14
D
T
R
100k
47n
47k
S3
100µ
220
K155 D3
D15
DC
A
B
C
D
G1
G2
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
V03
V18
V20
V21
V22
V23
33k
4 x KT 3107
120
+U_B
= 12 V
2,2k
0,1µ
V24
SZX
21/5,1
+U_B
D5...D14
36k



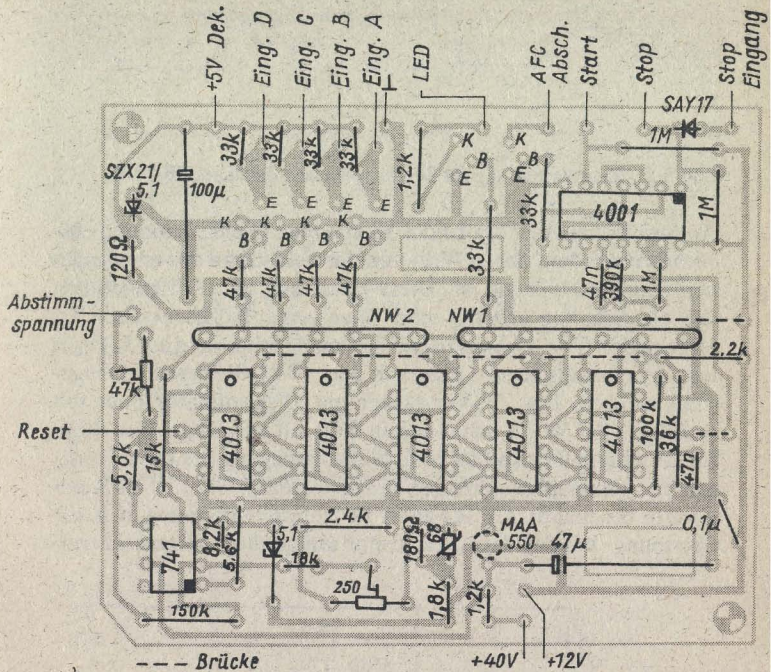
b)

b – Leiterplatte,



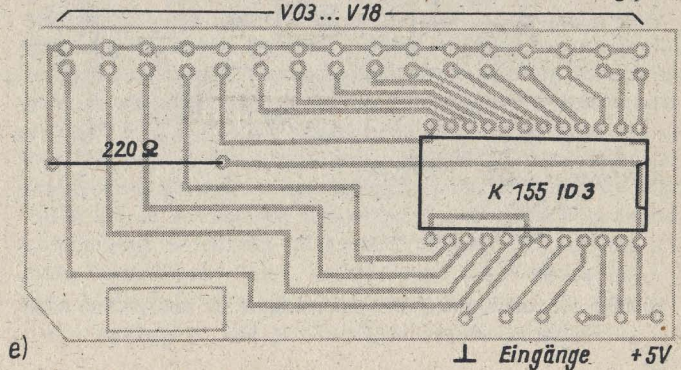
d)

d – Leiterplatte der Anzeige,



c)

c – Bestückungsplan,



e)

e – Bestückungsplan der Anzeige

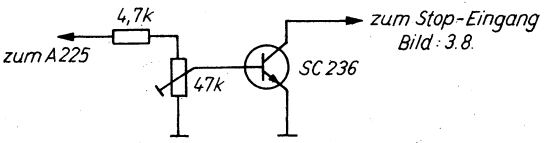


Bild 3.5 Zusatzschaltung für Sendersuchlauf (*A 225* als ZF-Teil)

Am pin 14 des *A 225* in Bild 3.5 kann eine Gleichspannung entnommen werden, deren Wert von der Feldstärke des empfangenen Senders abhängig ist. Diese Spannung wird V1 zugeführt, der als Schalter arbeitet und über seine Kollektor-Emitter-Strecke den Stop-Eingang der digitalen Abstimmung auf L-Pegel legt. Die Schaltschwelle kann mit dem 47-kΩ-Widerstand eingestellt werden. Für ZF-Verstärker mit Diskriminator oder mit *A 220* als ZF ist die Schaltung in Bild 3.6 ausgelegt. Das Stop-Signal wird in diesem Fall beim Null-Durchgang des Diskriminators bei einem empfangenden Sender erzeugt. NO1 ist als Komparator beschaltet. Mit R1 kann die Referenzspannung, d. h. die Spannung, bei der der Komparator umschaltet, eingestellt wer-

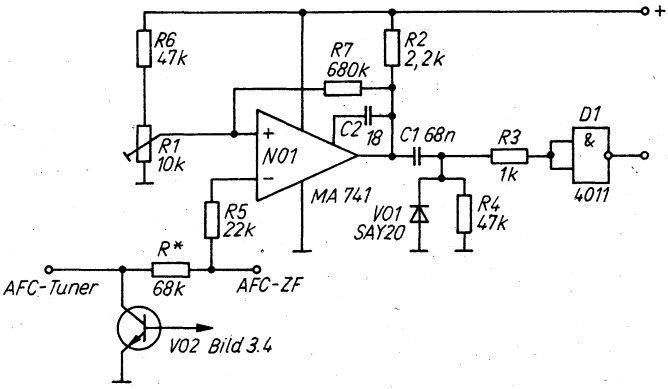


Bild 3.6 Zusatzschaltung für Sendersuchlauf (ZF mit symmetrischer Nachstimmspannung)

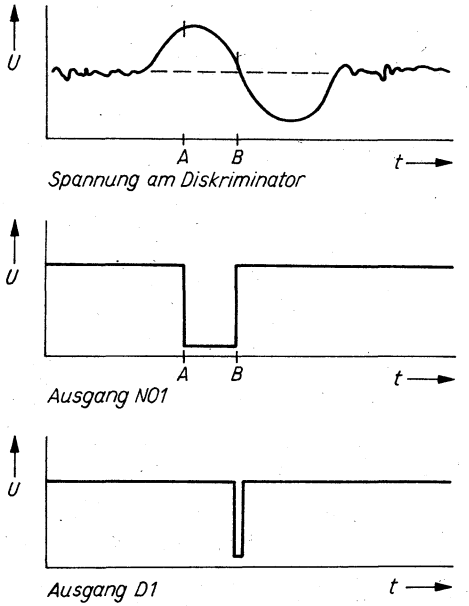


Bild 3.7 Spannungsverläufe des Komparators nach Bild 3.10

den. Entsprechend der Spannungskurve des Diskriminators steigt seine Ausgangsspannung beim Annähern an einen Sender, fällt dann wieder ab, geht bei exakter Abstimmung durch Null und fällt bei weiterer Verstimmung in den negativen Bereich ab, um nach erneutem Anstieg auf ihren Anfangswert zurückzukehren (Bild 3.7). Die Ausgangsspannung des Komparators springt zum Zeitpunkt A (die Referenzspannung ist gleich der Diskriminatorspannung) von H- auf L-Pegel. Über R3 und R4 wird Gatter D1 auf L-Pegel am Eingang gelegt. Geht die Diskriminatorspannung durch den Nullpunkt (Punkt B), schaltet der Komparator wieder von L- auf H-Pegel. Am Ausgang von D1 entsteht durch Integration von C1 ein H/L-Sprung, der über den Stop-Eingang den Taktgenerator sperrt. In der Schaltung des

Autosupers [10] wird beim Erreichen der Schaltspannung des Komparators (Punkt B in Bild 3.7) die Taktfrequenz des Generators der digitalen Abstimmung verringert. Hierdurch erreicht man einen langsameren Anstieg der Abstimmspannung. Von dieser Möglichkeit wurde aber kein Gebrauch gemacht, da der Fangbereich der AFC ausreichend war. Bei der digitalen Abstimmung läßt sich auch eine Senderspeicherung realisieren. Dazu müßte man über eine Diodenmatrix die Setz- und Rücksetzeingänge des Zählers beschalten.

3.4. Abstimmung und Senderspeicherung durch Spannungssynthese

Für das Abstimmen von Mittelklasseempfängern durch Spannungssynthese wurden 2 spezielle Schaltkreise entwickelt. Ihr Einsatz erhöht den Bedienkomfort eines UKW-Empfängers. Besonders deutlich wird dies beim Speichern von Sendern. Die Empfangsqualität läßt sich damit nicht verbessern. Die Abstimmspannung erzeugt man digital. Im Abschnitt 3.3. geschah das mit Hilfe einer Treppenspannung. Bei dieser Variante wird ein pulspausenmoduliertes Signal gebildet, dieses lädt einen Kondensator auf den entsprechenden Wert. Der digitale Wert der Abstimmspannung kann in einen Speicher abgelegt werden. Vorteil der Schaltung ist, daß die speziellen Widerstandsnetzwerke für einen D/A-Wandler entfallen. Die Nachteile der Senderspeicherung mit Potentiometer sind ebenfalls beseitigt. Mit Hilfe von nur 2 Schaltkreisen kann man abstimmen und die Sender speichern. Zusätzlich lassen sich 4 weitere analoge Spannungswerte, die auf Tastendruck steigen oder abfallen, bereitstellen. Zum Beispiel für Lautstärke, Balance, Höhen und Tiefen. Sämtliche Analogwerte kann man in einen nichtflüchtigen Speicher ablegen.
In dem [12] und [13] entstammenden Stromlaufplan (Bild 3.8) wurden für die Steuerschaltung ein *SAA 1290,* für den nichtflüchtigen Speicher ein *MDA 2061* und für den Spannungsstabilisator ein *TDA 1605 S* benutzt.

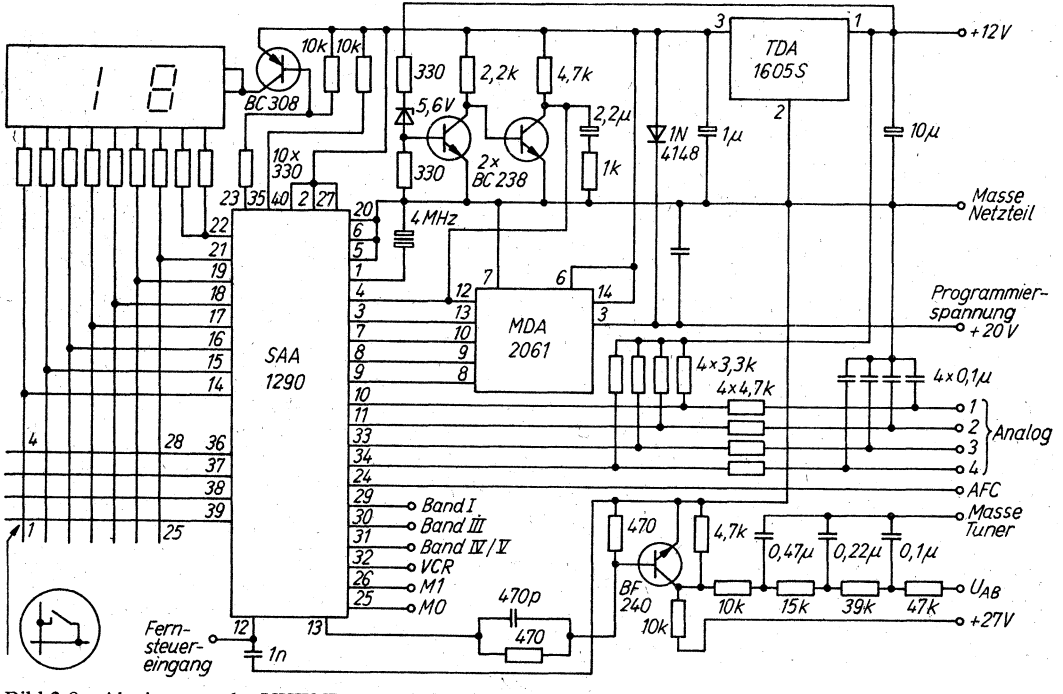


Bild 3.8 Abstimmung des UKW-Tuners mit Spannungssynthese

Die Daten für den *SAA 1290* werden über ein 28teiliges Tastenfeld eingegeben. Die Anzeige wird mit einem 1½stelligen LED-Display realisiert. Die Belegung der Tasten kann man Tabelle 3.1. entnehmen. An pin 13 *(SAA 1290)* liegt die Abstimmspannung als pulspausenmoduliertes Signal an. Der Wert läßt sich von 0 bis 100 % in 4032 Schritten verändern. Mit der entsprechenden Beschaltung kann die Abstimmspannung von 0 bis 27 V in 6,7 -mV-Schritten eingestellt werden. Alle Abstimminformationen werden automatisch unter dem angewählten Speicherplatz (1 bis 16) abgespeichert. Es wird also keine zusätzliche Speichertaste benötigt. Ebenfalls können 4 weitere analoge Spannungen bereitgestellt werden. Sie liegen an den pins 10, 11, 33 und 34 an. Über je ein Tastenpaar (+ und −) kann der Wert der Spannung erhöht oder abgesenkt werden. Der Spannungswert liegt als ein pulsbreitenmoduliertes Signal an. Zur Integration genügt ein einfaches RC-Glied. Die Ausgangsspannung kann zwischen 0 und 12 V liegen. Gleichspannungsgesteuerte Verstärker (z. B. *A 273* und *A 274*) lassen sich also direkt ansteuern. Die Ausgangsspannung kann man in 64 Stufen verändern. Der Ausgang A 4 ist der Lautstärkeregelung vorbehalten, da er beim Betätigen der entsprechenden Tasten stumm getastet wird. Die Analogwerte wur-

Tabelle 3.1. Tastenbelegung des *SAA 1290*

Taste	Funktion	Taste	Funktion
1	Ziffer 0	15	Analog 1 +
2	Ziffer 1	16	Analog 1 −
3	Ziffer 2	17	Analog 2 +
4	Ziffer 3	18	Analog 2 −
5	Ziffer 4	19	Analog 3 +
6	Ziffer 5	20	Analog 3 −
7	Ziffer 6	21	Analog 4 +
8	Ziffer 7	22	Analog 4 −
9	Ziffer 8	23	Speichertaste Analog
10	Ziffer 9	24	Multinormtaste
11	Zehnervortaste	25	Programm vorwärts
12	Abstimmung +	26	Programm rückwärts
13	Abstimmung −	27	Normierung D/A-Wandler
14	Bandschalter	28	Stummschaltung

den mit der Taste „Speichern Analog“ in den Speicher übernommen. Über pin 12 läßt sich eine IR-Fernbedienung anschließen. Da die Schaltkreise auch für die Abstimmung von Fernsehgeräten entwickelt wurden, kann man über die Anschlüsse 29, 30 und 31 die Bandumschaltung vornehmen. Die Anschlüsse M1 und M0 (pin 26 und 25) gestatten das Umschalten der Farbnorm. Die jweilige Information liegt kodiert an den pins 26 und 25 an. Diese Ausgänge können auch im UKW-Empfänger verwendet werden, z. B. für das Umschalten
- Mono/Stereo und
- senderabhängiger Antennen.

Die beiden Transistoren erzeugen beim Einschalten einen Rücksetzimpuls. Die Betriebsspannung wird mit einem Festspannungsregler auf + 5 V konstant gehalten.

3.5. Abstimmung durch Frequenzsynthese

Die Frequenzsynthese mit phasenstarrer Regelschleife (PLL) wird international bei hochwertigen UKW-Rundfunkempfängern bereits seit einiger Zeit angewendet. Die Frequenzen der Rundfunksender liegen auf einem Kanalraster. Somit läßt sich der UKW-Tuner durch einen mit entsprechend rastenden Oszillator abstimmen. Das Prinzip der PLL-Frequenzsynthese bietet gegenüber anderen Abstimmverfahren einige Vorteile.
Dazu zählen:
- quarzgenaue Sendereinstellung,
- Temperaturdrift des Tuneroszillators wirkt sich nicht auf die Anzeige der Empfangsfrequenz aus,
- durchgehende Digitalisierung des Abstimmvorganges und
- Einsatz von Einchip-Mikrorechnern.

Demgegenüber stehen aber Nachteile wie
- schlechtere spektrale Reinheit des Oszillatorsignals und
- nicht vernachlässigbare Einrast- und Einschwingzeit.

Mit der PLL-Frequenzsynthese läßt sich im Gegensatz zur Spannungssynthese eine Qualitätssteigerung des UKW-Empfängers realisieren.

Bei der PLL-Frequenzsynthese wird aus der Oszillatorfrequenz des Tuners und einer Referenzfrequenz eine Vergleichsgröße gebildet, die durch Filtern mit einem Tiefpaß die Abstimmspannung liefert. Verändert sich die Frequenz oder die Phasenlage des Tuneroszillators durch den Abstimmvorgang oder durch eine Störung, so wird die Abstimmspannung so lange nachgeregelt, bis Phase und Frequenz des Tuneroszillators mit der Referenzfrequenz übereinstimmen. Das Prinzip soll an Bild 3.9 erläutert werden.

Zwischen dem Oszillator des UKW-Tuners und dem Phasen/Frequenzvergleicher (PD) liegt ein programmierbarer Teiler. Er besteht aus einem Vorteiler mit festem Teilungsverhältnis und einem programmierbaren Teiler. Der programmierbare Teiler erhält beim Abstimmen verschiedene Werte für den Teilerfaktor n. Hiermit wird die Oszillatorfrequenz und damit die Empfangsfrequenz verändert. Die geteilte Oszillatorfrequenz wird dem Phasen-/Frequenzvergleicher zugeführt. Die Vergleichsfrequenz für den PD liefert ein Quarzgenerator. Teiler 2 stellt die benötigte Vergleichsfrequenz bereit. Die beiden Frequenzen werden dann in Phasenlage und Frequenz verglichen. Solange diese Größen nicht übereinstimmen, liefert der PD eine Ausgangsspannung und erzeugt mit einem Tiefpaß und anschließender Verstär-

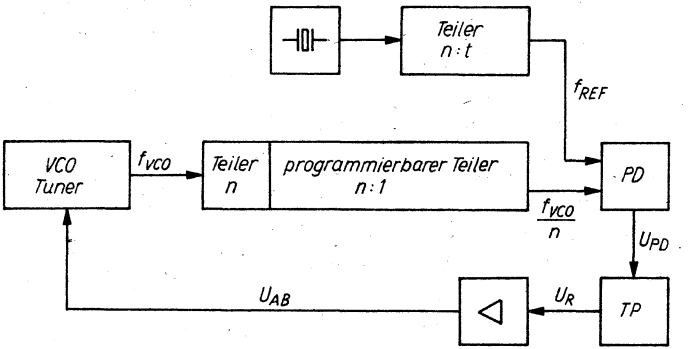


Bild 3.9 Prinzip der PLL-Frequenzsynthese

kung die Abstimmspannung. Diese regelt dann den Oszillator des UKW-Tuners nach. Die Drift des UKW-Tuners wird somit von der Referenzfrequenz bestimmt. Eine feine Auflösung setzt ein möglichst geringes r_{Ref} voraus. Leider erhöht sich damit die Einschwingzeit des Tiefpasses. Da der Oszillator bei größeren Frequenzveränderungen in einer annehmbaren Zeit einrasten muß, darf die Einschwingzeit nicht zu hoch sein. Es muß also ein Kompromiß eingegangen werden. Referenzfrequenzen von 12,5 oder 25 kHz sind üblich.

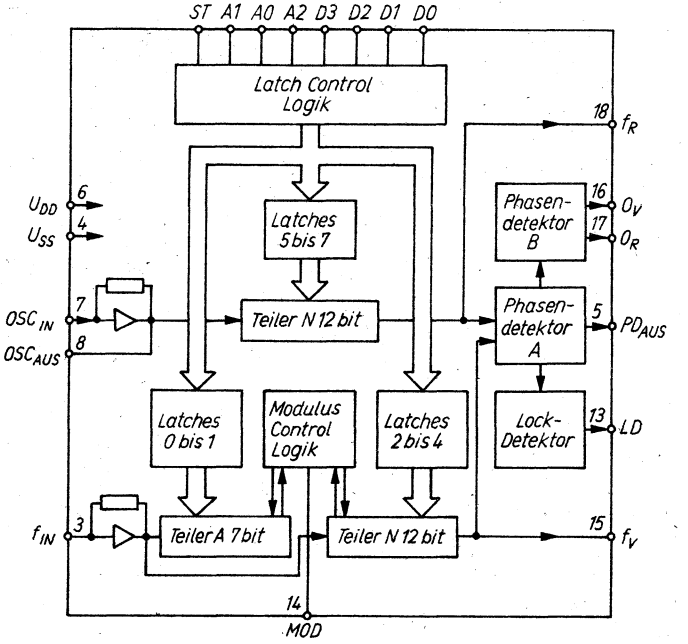


Bild 3.10 Innenschaltung des *TBB 146*

Allerdings entstehen beim Abstimmen mit der Frequenzsynthese Störabstandsprobleme. Diese lassen sich nur durch entsprechendes Dimensionieren und HF-günstigen Aufbau beherrschen. Das Prinzip der Frequenzsynthese kann man nur mit speziell dafür entwickelten Schaltkreisen ökonomisch sinnvoll realisieren. Geeignet sind die Schaltkreise *SAA 1056* und *SAA 1057* sowie der *TBB 146*. Beim *TBB 146* wird der Teilungsfaktor über einen Mikrorechner eingeladen (siehe Bild 3.10). Mit einem Einchip-Mikrorechner und einem höher integrierten Vorteiler läßt sich somit ein recht kompaktes und bedienerfreundliches Abstimmsystem aufbauen. Der interessierte Leser sollte dazu in [14], [15] und [16] nachlesen.

4. Senderspeicherung

Gerade durch die Senderspeicherung läßt sich der Bedienkomfort eines UKW-Empfängers erheblich steigern. Bereits im Abschnitt 3. wurde eine Möglichkeit der Senderspeicherung aufgezeigt. In der DDR werden für die analoge elektronische Senderspeicherung mehrere Schaltkreistypen hergestellt.

4.1. Programmwahlschaltkreise

4.1.1. U 710

Der *U 710* ist ein 8-Kanal-Programmwahlschaltkreis in MOS-Technologie. Er beinhaltet 8 Eingangsstufen, die sich mit Sensortasten beschalten lassen. Zur Fernbedienung kann über einen Fernsteuereingang ein interner Ringzähler, der nacheinander die Ausgänge durchschaltet, angesteuert werden. Die interne Verknüpfungslogik des *U 710* ermöglicht das Koppeln mit einem weiteren *U 710* und das Umschalten in den 16-Kanal-Betrieb. Die Information über den jeweils belegten Ausgang liegt in codierter Form (BCD-Kode) an. Die Ausgänge sind Gegentaktausgangsstufen. Die Betriebsspannung beträgt 27 ±½V.

4.1.2. U 711

Der *U 711* beinhaltet einen Binär-1-aus-8-Dekoder in MOS-Technologie. Die binäre Eingangsinformation wird über eine Matrixschaltung in eine dekadische Ausgangsinformation umgesetzt. Der Schaltkreis hat 8-Eintransistor-Ausgangsstufen, von denen nur immer eine durchgeschaltet wird. Über eine interne Verknüpfungslogik kann der *U 711* ebenfalls in den 16-Kanal-Betrieb umgeschaltet werden. Die Betriebsspannung beträgt 27 ±½V.

4.1.3. U 705

Der *U 705* ist ein universeller TTL-kompatibler 4-Kanal-Sensorschaltkreis in MOS-Technik. Über die 4 Tasteneingänge können 4 Speicher-Flip-Flop gesetzt werden. Insgesamt stehen dann je Schaltkreis 4 Schaltfunktionen mit je einem Ausgang zur Verfügung. Über Kaskadiereingang und Kaskadierausgang lassen sich bis maximal 20 Schaltkreise untereinander verketten. Mit den Betriebsarten bestimmenden Eingängen kann man die Tasteneingänge miteinander verknüpfen. Damit ist es möglich, die Tasten untereinander zu verknüpfen (verriegelt). Der Schaltkreis läßt sich deshalb auch gut als Steuerung von Kassettengeräten oder in Verstärkern mit elektronischen NF-Umschaltern zur Eingangswahl einsetzen. Im UKW-Tuner können auch z. B. Mono/Stereo-, Muting- und AFC-Umschaltung realisiert werden.

4.2. Senderspeicher mit U 710 und U 711

Bild 4.1 zeigt einen Stromlaufplan, in dem die Schaltkreise *U 710* und *U 711* als 8-Kanal-Festsenderspeicher verwendet werden. Die 8 Paralleleingänge e 1 bis e 8 sind dem internationalen Trend entsprechend mit Tipptasten beschaltet. Über R 2 bis R 10 legt man die hochohmigen MOS-Eingänge auf ein definiertes Potential. Am Eingang e_S kann der interne Ringzähler des *U 710* angesteuert werden. Günstig sind Taktimpulse mit einer Länge von etwa 100 μs. Die Flankensteilheit sollte kleiner als 10 μs sein. Die Ausgangsinformation wird verschlüsselt über die Ausgänge a 1 bis a 3 ausgegeben. Die Gegentaktausgangsstufen dürfen maximal mit 1 mA belastet werden. Beim Anlegen der Betriebsspannung wird der *U 710* in eine Vorzugslage, Ausgänge a 1 bis a 3 H-Pegel, gesetzt.
Über den Ein-/Ausgang e_{VL} kann man den 16-Kanal-Betrieb realisieren. Die binäre Ausgangsinformation des *U 710* setzt ein *U 711* in einen 1-aus-8-Code um. In dieser Betriebsart wird e_{VL} auf Massepotential gelegt. An den Ausgängen a 1 bis a 8 werden die

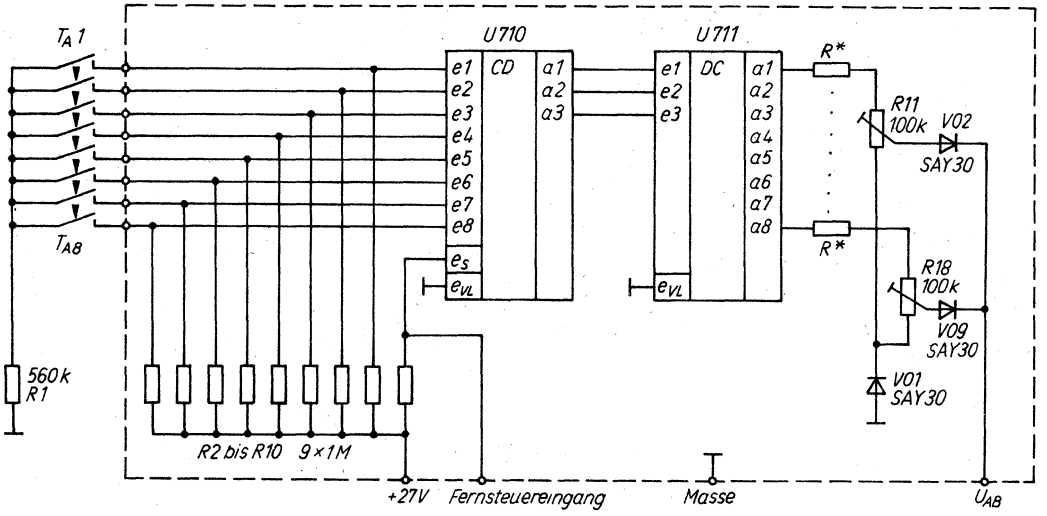


Bild 4.1 8-Kanal-Senderspeicher mit *U 710*/*U 711*

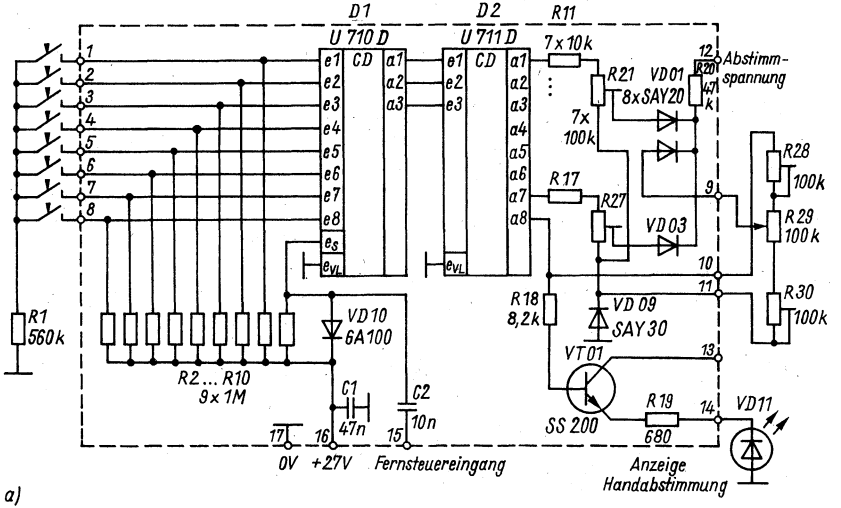
Einsteller für die Abstimmspannung angeschlossen. Die Abstimmspannung wird mit R* und V1 zur Ausnutzung des Regelbereiches der Sichtdrehwiderstände eingeengt. V1 nutzt man gleichzeitig zur Temperaturkompensation. Über die ODER-Verknüpfung von V2 bis V9 gelangt die Abstimmspannung zum Ausgang der Schaltung.

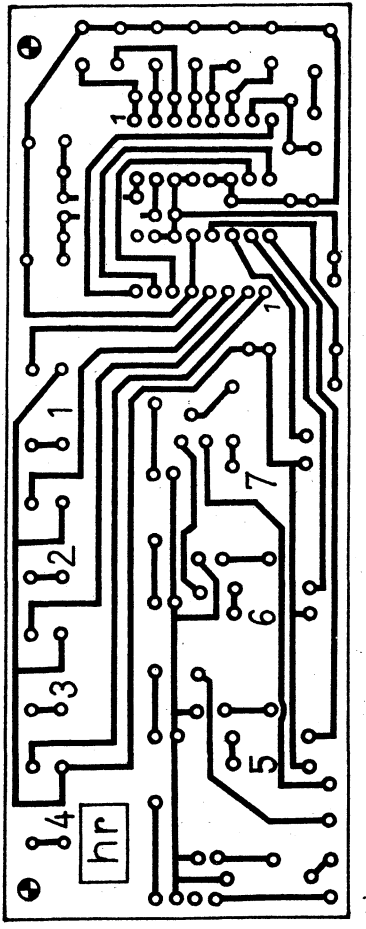
Bild 4.2 zeigt eine Schaltung, mit der sich 7 Sender programmieren lassen und einer mittels Potentiometer abgestimmt werden kann. Beim Ansteuern des 8. Eingangs des *U 710* wird der Ausgang a8 des *U 711* durchgeschaltet. Man verwendet danach R29 zum Abstimmen. Die Schichtdrehwiderstände R28 und R30 ermöglichen das Einstellen der Abstimmober- und Abstimmunterspannung für R29. Gleichzeitig wird V2 und damit die LED angesteuert. Sie signalisiert die Betriebsart Handabstimmung. Für die LED wird eine separate Betriebsspannung verwendet, da die Abstimmspannung nicht weiter belastet werden sollte.

Um den jeweils angesteuerten Eingang optisch anzeigen zu können, z. B. mit LED, muß man diese über Treiberstufen ansteuern, da die Eintransistorausgangsstufen des *U 711* mit max. 1 mA belastet werden dürfen. Eine entsprechende Schaltung zeigt Bild 4.3. Sie hat noch einen Schaltausgang, womit sich z. B. eine Zwangsmono-/Stereoumschaltung oder eine Antennendreheinrichtung ansteuern läßt. Bild 4.4 zeigt, wie man den Fernsteuereingang nutzen kann.

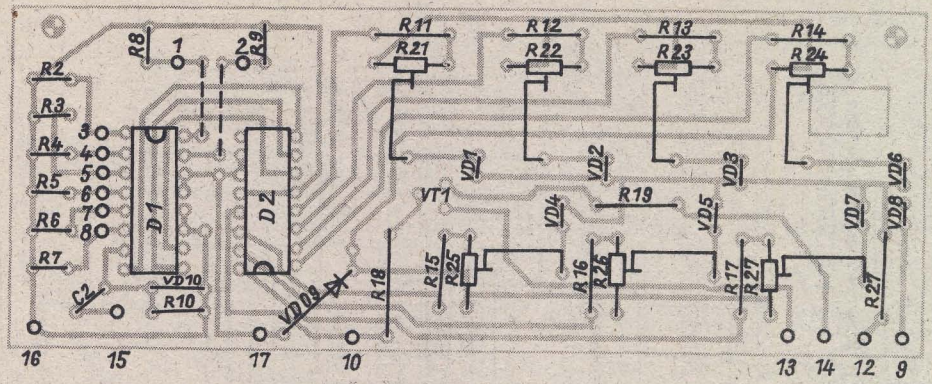
Für den 16-Kanal-Betrieb des *U 710/U 711* muß man die Anschlüsse e_{VL} entsprechend Bild 4.5 beschalten.

Bild 4.6 zeigt eine Schaltung für einen 16-Kanal-Senderspeicher. Für die Senderwahl wird das interne Schieberegister ausgenutzt. Die Fernsteuereingänge e_S werden durch einen Start-Stop-Generator angesteuert. Er ist mit den Gattern D1 bis D4 aufgebaut. Beim Betätigen der Starttaste wird ein Flip-Flop (D3 und D4) gesetzt. Der Ausgang von D3 schaltet auf L-Pegel und gibt den Taktgenerator (D1 und D2) frei. D2 steuert die Fernsteuereingänge e_S der *U 710* an. Der interne Ringzähler schaltet nacheinander die Ausgänge der *U 711* durch. Beim Erreichen des gewünschten Senders wird die Stop-Taste betätigt. Der Ausgang von D3 wird auf L-Pegel gesetzt und der Generator gesperrt.


D1
U 710 D
D2
U 711 D
R11
7 x 10k
CD
e1
e2
e3
e4
e5
e6
e7
e8
es
eVL
a1
a2
a3
a4
a5
a6
a7
a8
R21
7x
100k
VD01
8xSAY20
R20
47
k
12
Abstimm-
spannung
R28
100k
R29
100k
R30
100k
R17
R27
VD03
9
10
11
13
14
R18
8,2k
VD 09
SAY 30
VT01
SS 200
R19
680
VD11
Anzeige
Handabstimmung
R1
560k
R2 ... R10
9 x 1M
VD10
6A100
C1
47n
C2
10n
17
16
15
0V
+27V
Fernsteuereingang
a)



b)



c)

Bild 4.2 7-Kanal-Senderspeicher mit Handabstimmung;
a – Stromlaufplan, b – Leiterplatte, c – Bestückungsplan

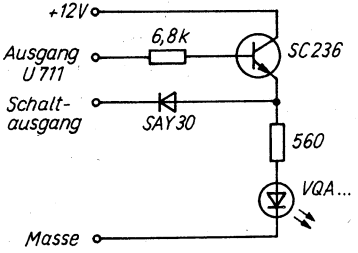


Bild 4.3
Anschlußmöglichkeit von LED an den *U 710*

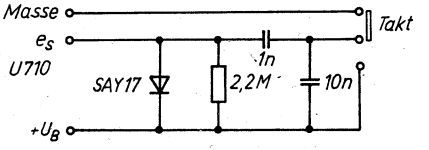


Bild 4.4 Beschaltung des Fernsteuereinganges des *U 710*

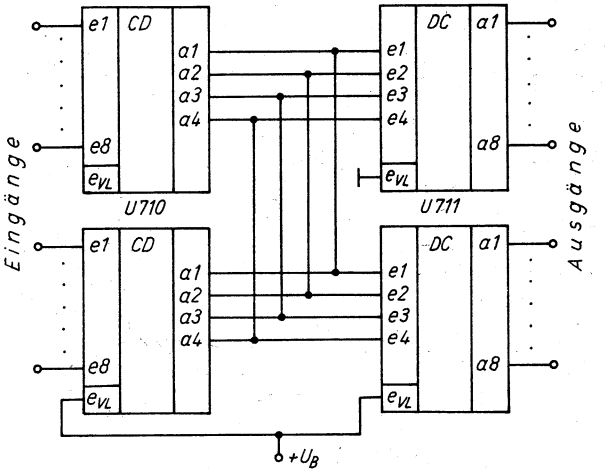


Bild 4.5 Prinzipielle Beschaltung des *U 710*/*U 711* für den 16-Kanal-Betrieb

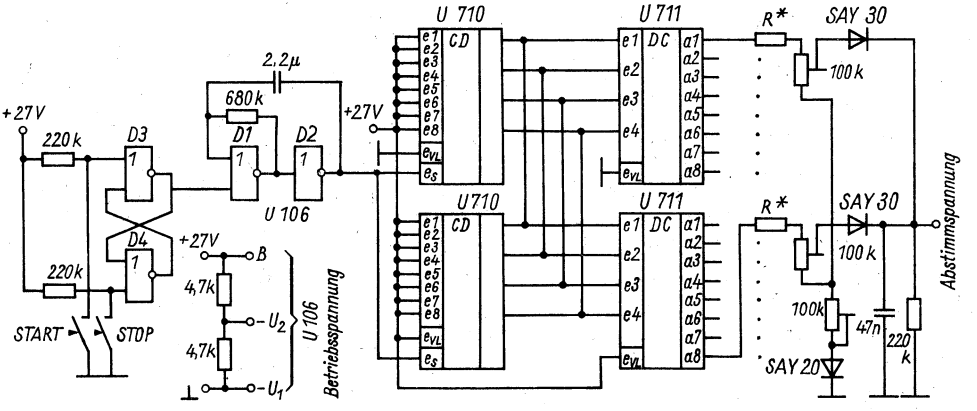


Bild 4.6 16-Kanal-Senderspeicher

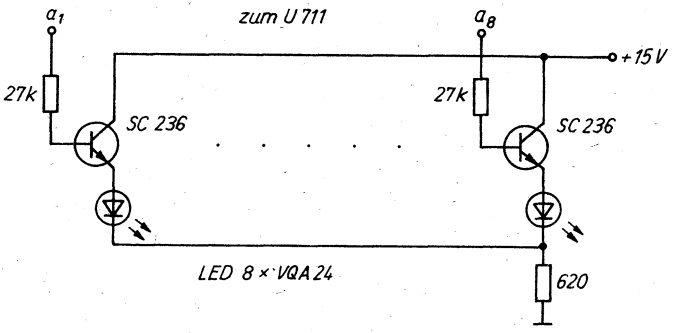


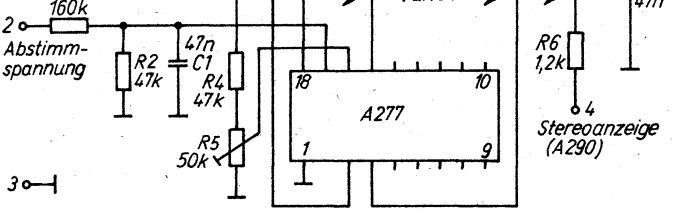
Bild 4.7 Anschluß von LED an den Senderspeicher nach Bild 4.6

Eine Kanalanzeige kann mit der Schaltung nach Bild 4.7 realisiert werden. Da immer nur eine LED angesteuert wird, ist nur ein Strombegrenzungswiderstand für alle LED vorhanden.

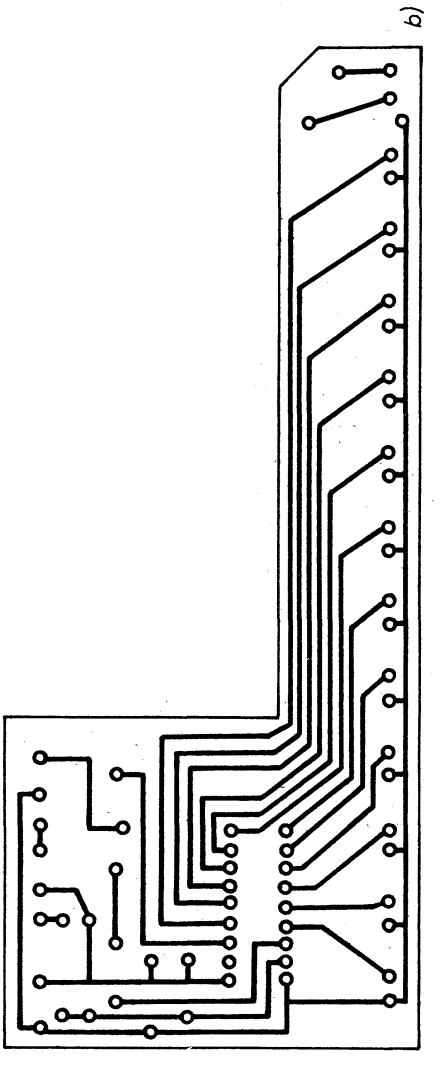
5. Anzeige der Empfangsfrequenz

5.1. Quasianaloge Frequenzanzeige

Der Amateur benutzt für die Anzeige der Empfangsfrequenz bei UKW-Tunern, besonders bei einfachen Geräten, das quasianaloge Prinzip mit einer LED-Kette. Mit dem Ansteuerschaltkreis *A 277 D* läßt sich dies recht einfach realisieren.
Man benutzt den *A 277 D* zur wahlweisen linearen Ansteuerung von 12 LED in Punkt- oder Bandbetrieb. Die Wirkungsweise dieses Schaltkreises ist in [17] ausführlich beschrieben. Der *A 277 D* hat eine 12 teilige Komparatorkette, die über pin 17 angesteuert wird. Die minimale Referenzspannung läßt sich mit pin 3 einstellen. Über pin 2 kann man die LED-Kette in ihrer Helligkeit steuern.
Da die meisten mit C-Dioden-Tunern ausgerüsteten Empfänger einen Senderspeicher haben, genügt zur Anzeige der Empfangsfrequenz eine 12teilige LED-Kette. Bild 5.1 zeigt dazu eine mögliche Lösung. Mit R1 und R2 wird die Abstimmspannung auf für den *A 277 D* zulässige Werte begrenzt. Die maximale und minimale Referenzspannung stellt man an R3 bzw. R5 ein. Über pin 2 läßt sich eine Helligkeitsregelung realisieren. Denkbar wären



a)


b)

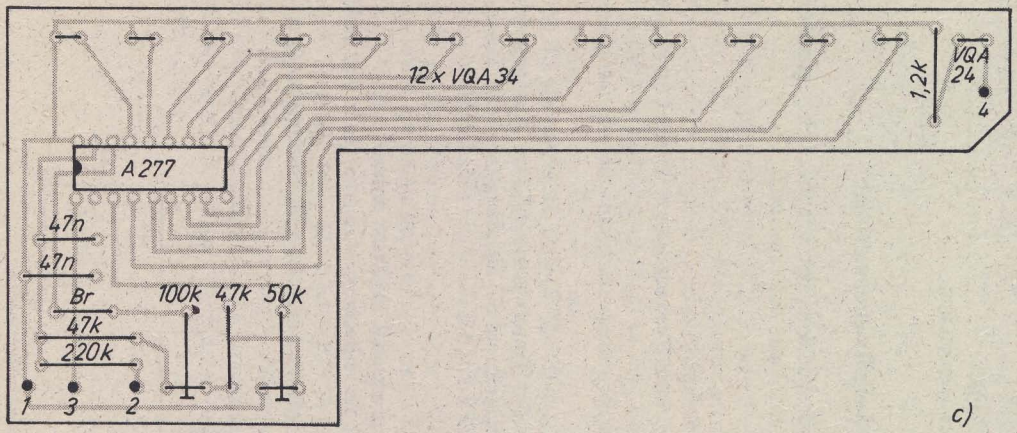


Bild 5.1 Quasianaloge Frequenzanzeige mit *A 277*;
a – Stromlaufplan, b – Leiterplatte, c – Bestückungsplan

z. B. durch Helligkeitsunterschiede erkennbare
- Feldstärke,
- Mono-/Stereo-Sender und
- Handabstimmung/Senderspeicher.

5.2. Digitale Empfangsfrequenzanzeige

Eine digitale Empfangsfrequenzanzeige zeichnet sich gegenüber mechanischer und quasianaloger Anzeige durch
- hohe Genauigkeit,
- hohe Auflösung,
- kaum mögliche Ablesefehler und
- geringe Auswirkungen bei Veränderung z. B. des Oszillators aus.

Zum Ermitteln der Empfangsfrequenz gibt es mehrere Möglichkeiten.

Beim **Rückmischverfahren** (Bild 5.2) wird die verstärkte ZF mit der Oszillatorfrequenz des Tuners gemischt. Am Ausgang des Mischers entsteht unter anderem die Empfangsfrequenz. Dieses Verfahren gestattet eine echte Messung der Empfangsfrequenz, hat aber einige Nachteile:
- Der Mischer gibt nur dann ein Ausgangssignal ab, wenn ein ausreichendes Antennensignal am Tuner anliegt;
- das Ausgangssignal des Mischers muß erheblich verstärkt werden;
- durch die hohe Verstärkung ergeben sich Entkopplungsprobleme.

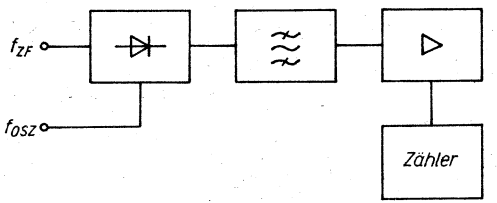


Bild 5.2 Prinzip des Rückmischverfahrens

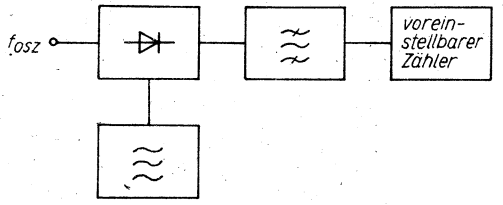


Bild 5.3 Prinzip des Umsetzverfahrens

Beim **Umsetzverfahren** (Bild 5.3) wird die Oszillatorfrequenz des Tuners mit einer anderen Frequenz gemischt, und es entsteht eine niedrigere Frequenz, die mit TTL-Zählern ausgewertet werden kann. Dieses Verfahren ist relativ ungenau und hat einen erheblichen Materialaufwand. In [18] wird es angewendet und ausführlich beschrieben.

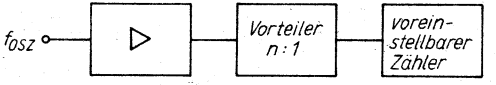


Bild 5.4 Verfahren mit Vorteiler und programmierbarem Zähler

Beim **Verfahren mit Vorteiler und programmierbarem Zähler** (Bild 5.4) wird die verstärkte Oszillatorfrequenz des Tuners über einen Vorteiler (n = 80:1 oder 100:1) einem voreinstellbaren Zähler zugeführt. Dieses Verfahren erfordert den geringsten Materialaufwand. Die Genauigkeit hängt aber davon ab, wie gut der programmierte Wert der ZF mit dem tatsächlichen Wert der ZF übereinstimmt. Dieses Verfahren wird fast immer praktisch angewendet.

5.2.1. Ermittlung der Empfangsfrequenz nach dem Verfahren mit voreinstellbarem Zähler

Bild 5.5 gibt eine Übersicht zur Wirkungsweise. Die vom Oszillator des Tuners ausgekoppelte Frequenz wird mit einem Vorverstärker auf den erforderlichen Pegel des Vorteilers angehoben. Den Vorverstärker nutzt man ebenfalls zum Entkoppeln zwischen Oszillator des Tuners und Vorteiler. Das heißt, hierdurch werden die Rückwirkungen des Vorteilers auf den Tuner verringert. Der Vorteiler teilt die Frequenz so weit herunter, daß sie vom nachfolgenden 4stelligen Zähler weiter verarbeitet werden kann. Für eine bestimmte Zeit von z.B. 10ms öffnet die Torschaltung, die mit dem Vorteiler realisiert wird, und alle während dieser Zeit einlaufenden Impulse gelangen zum Zähler. Bei einer Empfangsfrequenz von 90 MHz beträgt die Oszillatorfrequenz des Tuners 100,7 MHz. Unter Berücksichtigung des Vorteilerfaktors von 100 und der Torzeit von 10ms gelangen auf den Zähler 10070 Impulse. Der Zähler würde dann die Oszillatrofre-

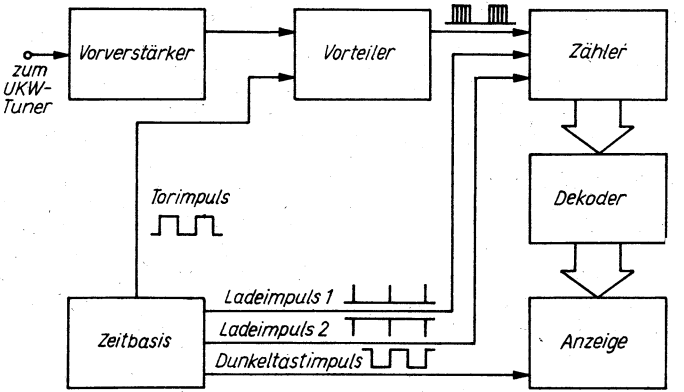


Bild 5.5 Prinzipielle Wirkungsweise der Ermittlung der Empfangsfrequenz mit Vorteiler und programmierbarem Zähler

quenz des Tuners und nicht die Empfangsfrequenz anzeigen. Der Zähler muß also 1070 Impulse von den Eingangsimpulsen abziehen, damit die Empfangsfrequenz angezeigt wird. Dazu muß der Zähler auf das Komplement der ZF, den Wert 8930, voreingestellt werden. Das heißt, der Zähler beginnt vom Zählerstand 8930 aufwärts zu zählen und bildet somit die Differenz 10070 − 1070 = 9000. Anschließend wird die vom Zähler in BCD-Kode anliegende Information in die für die Anzeige erforderliche Form kodiert.
Prinzipiell kann der Zähler auch rückwärts zählen. Hierbei müßte er dann auf 7070 voreingestellt werden.
Zeitbasis und Ablaufsteuerung liefern den für den Betrieb des Zählers erforderlichen
- Torimpuls,
- Ladeimpuls und
- Dunkeltastimpuls.

Vorteiler

Die im Handel erhältlichen Zählerschaltkreise können die maximale Oszillatorfrequenz von etwa 110 MHz nicht verarbeiten. Deshalb muß diese Frequenz mit einem Vorteiler auf für den Zähler „verträgliche" Werte gebracht werden. Günstig erweist sich ein Vorteilerfaktor von 100. Die noch verbleibenden 1,1 MHz können TTL- oder CMOS-Zähler verarbeiten.
Als Vorteiler kommen ECL-Teiler oder Schottky-TTL-Teiler in Frage. In Schottky-TTL-Technik wird z. B. die IS *MH 74 S 112* von TESLA produziert. Diese IS enthält 2 JK-Flip-Flop mit einer typischen Taktfrequenz von 125 MHz. Hiermit läßt sich die Oszillatorfrequenz um den Faktor 4 teilen und mit TTL-Schaltkreisen weiterverarbeiten. Bei diesem Vorteiler muß die Oszillatorfrequenz des Tuners erheblich verstärkt werden, um diesen zu triggern. Immerhin benötigt man TTL-Pegel. Eine entsprechende Schaltung ist in [19] beschrieben. Als ECL-Teiler wird z. B. der Schaltkreis *K500TM31* (SU) produziert. Er enthält ebenfalls 2 Flip-Flop. Die maximale Taktfrequenz liegt hier bei 160 MHz [15]. Der Schaltkreis *95H90* (Fairchild) enthält einen ECL-Teiler, der auf ein Teilerverhältnis von 10:1 oder 11:1 eingestellt

werden kann [16]. Die typische Taktfrequenz beträgt etwa 320 MHz.

Eingangsschaltung und Vorteiler mit K500TM31

Der Stromlaufplan nach Bild 5.6 wurde aus [20] entnommen. Das Oszillatorsignal des Tuners wird über einen Kondensator vom Emitter des Oszillatortransistors ausgekopelt. Mit V1 wird das Eingangssignal 1stufig verstärkt. Die Eingangsschaltung (R3, R4 und V2) von D1 hebt den Eingang des Flip-Flop auf einen definierten Pegel an. Dadurch wird D1 bereits bei geringeren Eingangsspannungen getriggert. Die Diode V2 trägt zur Temperaturkompensation bei. Die beiden Flip-Flop (D1 und D2) teilen die Oszillatorfrequenz des Tuners um den Faktor 4. Mit V3 wird der ECL-Pegel von D2 auf TTL-Pegel angehoben. Die Torzeit 10ms erfordert beim Vorteiler ein Teilerverhältnis von 100:1. Das Signal muß also noch 25:1 geteilt werden. Der 25:1-Teiler besteht aus 2 5:1-Teilerstufen, die mit je einem *74LS90* aufgebaut sind. Über die Rücksetzeingänge von D3 und D4 wird der Vorteiler gleichzeitig als Torschaltung betrieben. Dies gewährleistet eine flackerfreie Anzeige der Empfangsfrequenz.

R_{01}, R_{02} H-Pegel – Tor aus, Zähler zählt nicht
L-Pegel – Tor ein, Zähler zählt

Ein Abgleich der Eingangsschaltung ist nicht erforderlich. Obwohl f_{max} für den *74LS90* mit 48 MHz angegeben ist, arbeitete die Schaltung ohne Ausfälle.

Eingangsschaltung und Vorteiler mit 95H90

Die Eingangsschaltung (Bild 5.7) ist in [21] beschrieben. V1 verstärkt die lose von der Oszillatorspule des UKW-Tuners ausgekoppelte Oszillatorfrequenz. Die Verstärkung der Stufe kann mit R1 eingestellt werden. Die Eingangsempfindlichkeit des *95H90* liegt bei etwa 680mV. Theoretisch würde die Ausgangsspannung des Oszillators des Tuners bereits ausreichen, um D1 zu triggern. Hierbei sind jedoch die Rückwirkungen des Teilers auf den Oszillator des Tuners zu groß. Um möglichst wenig Rückwirkungen des ECL-Teilers auf den Tuner zu haben, muß mit R1 eine mög-

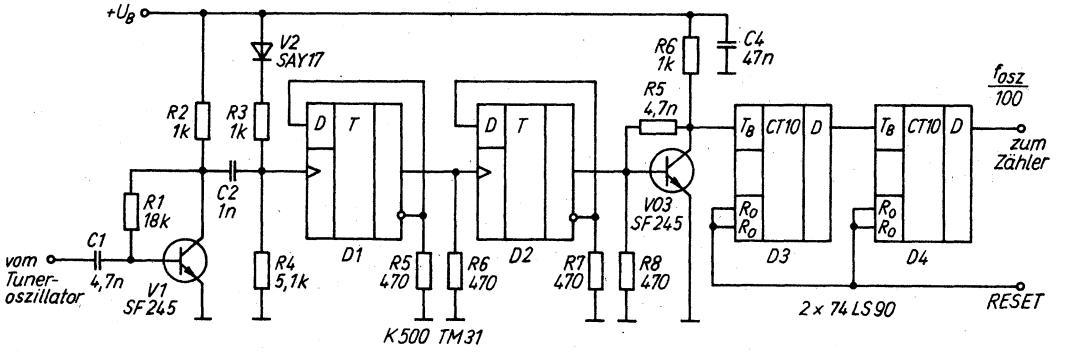


Bild 5.6 Vorteiler mit *K 500 TM 31*

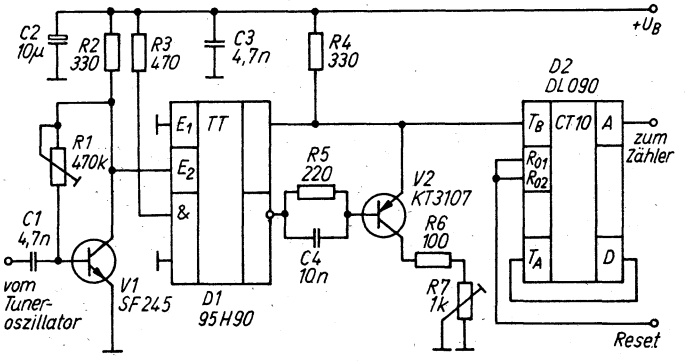


Bild 5.7 Vorteiler mit *95 H 90*

lichst hohe Verstärkung eingestellt werden. Das Teilerverhältnis kann mit pin 2 und 3 auf 10:1 oder 11:1 am *95 H 90* eingestellt werden. Über V2 wird D2 an den ECL-Pegel angekoppelt. Den Arbeitspunkt kann man mit R7 einstellen. D2 teilt das Signal nochmals 10:1, so daß insgesamt ein Teilerverhältnis von 100:1 entsteht. Über die Rücksetzeingänge wird der Vorteiler wieder als Torschaltung betrieben. Die Koppelspule (siehe Bild 5.8) besteht aus 1,5 Windungen Kupferlackdraht. Für die Zuleitung benutzt man verdrillte Litze oder HF-Kabel. Die Koppelspule

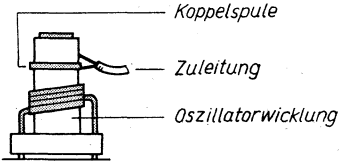


Bild 5.8
Aufbau der Koppelspule

sollte nicht zu dicht auf die Oszillatorspule aufgesetzt werden, da sonst die Schwingungen des Oszillators abreißen könnten. Aus Bild 5.9 erkennt man den sicheren Arbeitsbereich der Eingangsschaltung. Es ist ersichtlich, daß sich die Schaltung auch im Amateurfunk anwenden läßt.

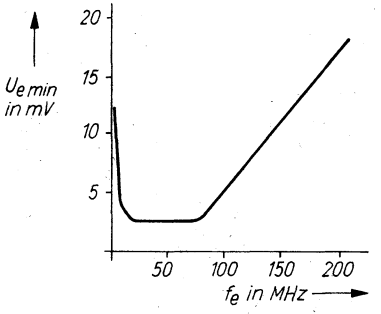


Bild 5.9
Arbeitsbereich des Vorteilers nach Bild 5.7

Zeitbasis

Die Zeitbasis hat in Verbindung mit der Ablaufsteuerung die Aufgabe, den Ablauf des digitalen Empfangsfrequenzzählers zu steuern. Eine sehr genau arbeitende digitale Empfangsfrequenzanzeige erfordert den Einsatz von Quarzoszillatoren. Entsprechende Schaltungen wurden bereits in der Literatur beschrieben. Im folgenden sollen davon 2, die sich bewährt haben, vorgestellt werden.

Bild 5.10 zeigt eine Schaltung, die sich besonders für Quarze mit geringen Frequenzen eignet. Hiermit konnten ohne besondere Maßnahmen Quarze von 8 bis 200 kHz erregt werden. Die Arbeitspunkte von V1 und V2 wurden so eingestellt, daß die Schaltung TTL-gerechte Ausgangsimpulse zum Ansteuern der

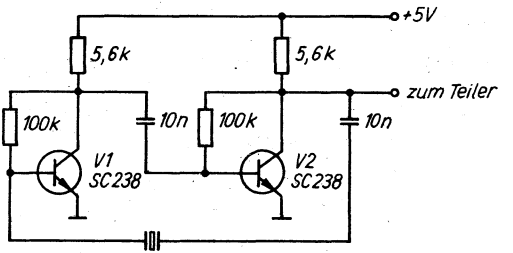


Bild 5.10 Quarzoszillator mit Transistoren

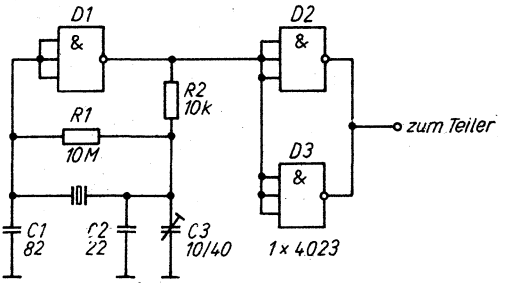


Bild 5.11 Quarzoszillator mit *4023*

nachfolgenden Teilerstufen liefert. Ein TTL-Gatter zur Flankenversteilerung konnte entfallen. Zum Abgleich kann man eventuell einen Trimmer 10/40 pF in Reihe oder parallel zum Quarz schalten.
Bild 5.11 zeigt eine Schaltung aus [22], in der als aktives Bauelement ein CMOS-Schaltkreis *U4023* benutzt wird. Den Collpits-Oszillator realisiert man mit Gatter 1. Der Arbeitspunkt wird mit den Widerständen R1 und R2 bestimmt. Die Kondensatoren C1 und C2 sowie C3 bilden einen kapazitiven Spannungsteiler. Der Quarz schwingt hier auf seiner Parallelresonanzfrequenz und kann mit C3 auf Sollwert abgeglichen werden. Die parallel geschalteten Gatter D2 und D3 sorgen für steile Flanken und sind Pupfferstufe zwischen Oszillator und den nachfolgenden Baugruppen.

Ablaufsteuerung

Die Ablaufsteuerung stellt die benötigten Impulse für den Zähler bereit. Eine mögliche Schaltung zeigt Bild 5.12. Sie kann mit einem *D100* oder *DL000* aufgebaut werden. Von der Ablaufsteuerung werden folgende Impulse bereitgestellt (siehe Bild 5.12):

Torimpuls	Anschluß 2
Ladeimpuls 1	Anschluß 3
Ladeimpuls 2	Anschluß 4

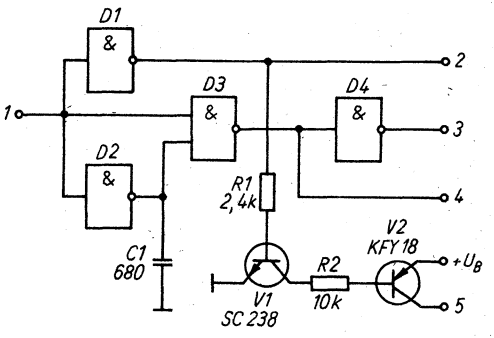


Bild 5.12 Ablaufsteuerung für die digitale Empfangsfrequenzanzeige

Dunkeltastimpuls Anschluß 5
Die Ladeimpulse 1 und 2 sorgen dafür, daß der Zähler auf den voreingestellten Wert gesetzt wird. Es sind 2 zueinander inverse Impulse notwendig, da als Zähler die Typen *DL090* und *DL192* verwendet werden. Der Dunkeltastimpuls tastet die Anzeige während des Zählvorganges dunkel, da sonst nur Achten zur Anzeige kämen.

Teiler
Aufgrund des Vorteilerfaktors von 100 ergibt sich eine Torzeit von 10 ms. Die vom Quarzoszillator kommenden Impulse müssen durch entsprechende Teiler auf den erforderlichen Wert geteilt werden. In der Regel wird der Amateur „glatte" Quarze verwenden. Für Frequenzen von 100 kHz, 200 kHz und 1 MHz sind die erforderlichen Teilungsverhältnisse in Bild 5.13 dargestellt. Als Teiler (Bild 5.14) werden die Typen *DL090, E351* und *DL074* verwendet. Beim Einsatz des *E351* muß man beachten, daß der Schaltkreis Open-Kollektor-Ausgänge hat. Sie erfordern einen Pull-up-Widerstand nach $+U_B$ (4,7 kΩ). Der *E351* kann maximal mit 500 kHz angesteuert werden. Bei einer Quarzfrequenz von z. B. 1 MHz muß man die 1. Teilerstufe dann mit TTL-Schaltkreisen realisieren. Die einzelnen Teilerschaltkreise sollten mit einem Stützkondensator versehen sein.

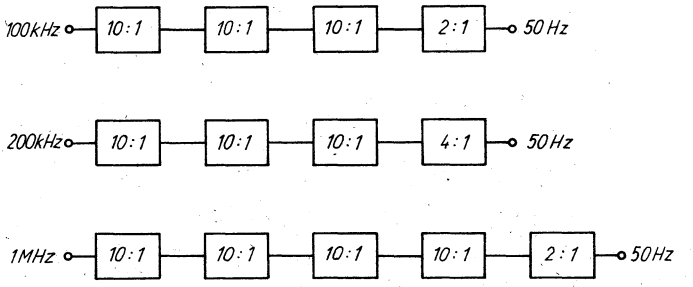


Bild 5.13 Mögliche Teilerverhältnisse

Tabelle 5.1. Äußere Beschaltung des *E351* als Teiler
n = 6 bis 57600

n	externe Verbindungen	Eingang	Ausgang
6	–	6	10
10	–	5	8
10	–	9	13
24	–	11	1
48	–	11	2
60	6–8	5	10
96	–	11	3
100	8–9	5	13
144	10–11	6	1
240	8–11	5	1
288	10–11	6	2
480	8–11	5	2
576	10–11	6	3
600	8–6; 9–10	5	13
960	8–11	5	3
1440	9–10; 11–13	6	1
2400	8–9; 11–13	5	1
2880	9–10; 11–13	6	2
4800	8–9; 11–13	5	2
5760	9–10; 11–13	6	3
9600	8–9; 11–13	5	3
14400	6–8; 9–10; 11–13	5	1
28800	6–8; 9–10; 11–13	5	2
57600	6–8; 9–10; 11–13	5	3

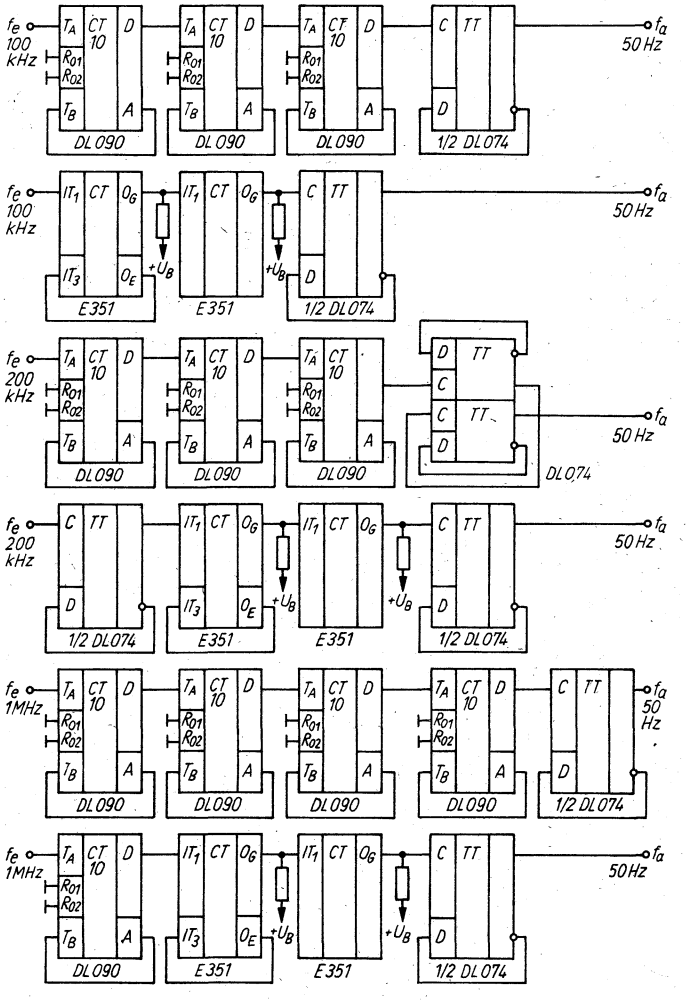


Bild 5.14 Teiler für Quarzfrequenzen von 1 MHz, 200 kHz und 100 kHz

Tabelle 5.2. Äußere Beschaltung des *DL 090* als Teiler n = 2 bis 10

n	Externe Verbindungen	Eingang	Ausgang
2	R_{01} oder R_{02} = L	T_A	A
3	C-R_{01}; B-R_{02}	T_B	C
4	D-R_{01}-R_{02}	T_B	C
5	R_{01} oder R_{02} = L	T_B	D
6	A-T_B; B-R_{01}; C-R_{02}	T_A	C
7	D-T_A; A-R_{01}; B-R_{02}	T_B	A
8	A-T_B; D-R_{01}-R_{02}	T_A	C
9	A-T_B-R_{01}; D-R_{02}	T_A	D
10	A-T_B; R_{01} oder R_{02} = L	T_A	D

Tabelle 5.1. und Tabelle 5.2. enthalten die möglichen Teilerverhältnisse für die Schaltkreise *E351* und *DL090*.

Zähler

Als Zähler kommen nur programmierbare Ausführungen in Frage, da sie auf das Komplement der ZF voreingestellt werden müssen. Die maximal zu verarbeitende Taktfrequenz darf 1,2MHz nicht überschreiten. Somit können TTL-, Low-Power- und CMOS-Schaltkreise eingesetzt werden. Als Zähler eignen sich sowohl 1stellige als auch mehrstellige Varianten.

4stelliger Zähler in TTL-Technik

Mit TTL-Schaltkreisen in Low-Power-Technik lassen sich 4stellige Zähler mit geringem Leistungsverbrauch aufbauen (Bild 5.15). Der Zähler muß auf das Komplement der ZF voreingestellt werden. Dazu benutzt man die Schaltkreise *DL192, D192, SN74LS192* oder *SN74192*. Diese Schaltkreise haben 4 Vorbereitungseingänge, über die sich der Schaltkreis entsprechend kodiert voreinstellen läßt.

Der Zähler muß vor Beginn eines jeden Zählvorgangs auf den Wert *8930* voreingestellt werden. Die 1. Stelle also auf Null und damit alle Eingänge auf L-Pegel. Die 2. Stelle auf 3, d. h. Eingang C und D auf L-Pegel usw. Die einzelnen Zähler arbeiten nur, wenn der Rücksetzeingang (pin 14) auf L-Pegel liegt. Die an den

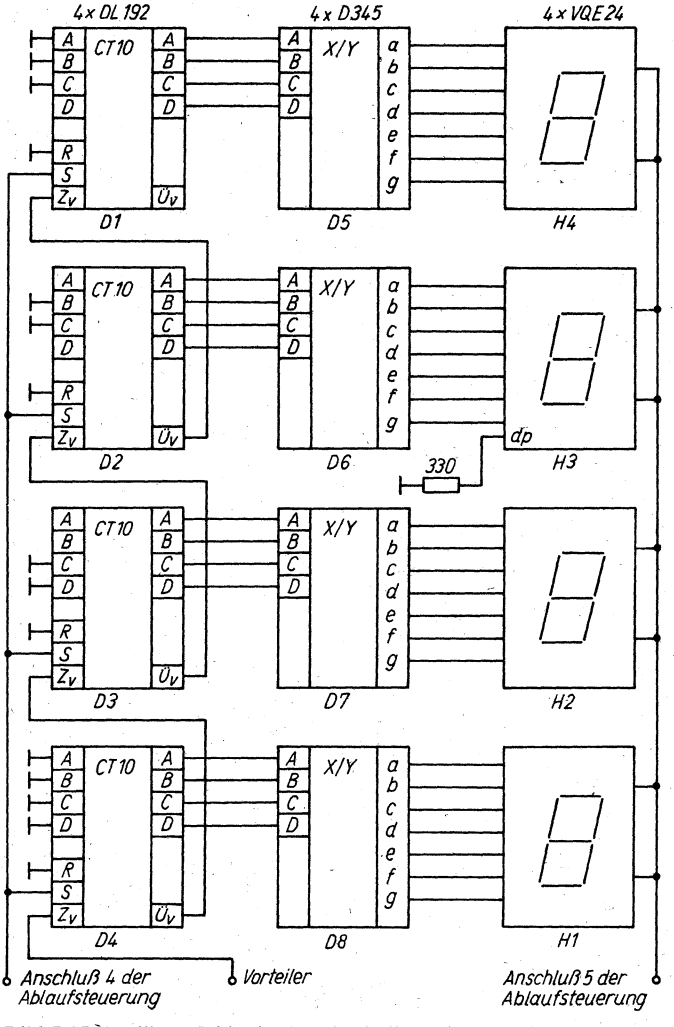


Bild 5.15 4stelliger Zähler in TTL-Technik

Ausgängen der Zähler anliegende Information muß nun noch mit Dekodern in den für die Anzeige erforderlichen Kode umgesetzt werden. Da für die Anzeige LED-Lichtschachtanzeigen vorgesehen sind, ist als Dekoder der Typ *D345* eingesetzt worden. Prinzipiell eignen sich hier die Typen *D345* bis *D348*. Die Typen *D146* und *D147* kann man nur dann verwenden, wenn die Ausgangsströme für die LED über entsprechende Widerstände begrenzt werden. Die Schaltkreise *D345* bis *D348* dekodieren eine BCD-Eingangsinformation in eine 7-Segment-Ausgangsinformation zum Ansteuern von entsprechenden LED-Anzeigelementen. Dazu verwendet man Schaltungen in I^2L-Technik. Die Eingangsstufen sind TTL- sowie LS-TTL-kompatibel. Die Ausgangsstufen wurden als Konstantstromsenken ausgelegt. Bei den Typen *D345* und *D347* sind die Ausgangsströme fest eingestellt. Beim *D346* und *D348* lassen sie sich über pin 3 mit einem externen Widerstand linear einstellen. In dieser Schaltung wird das Dunkeltasten während des Zählvorgangs aus Gründen der günstigeren Leiterbahnführung über eine Transistorstufe (Ablaufsteuerung Anschluß 5) realisiert. Die Dunkeltastung ist aber auch über die Eingänge BI (pin 4) möglich. Bei L-Pegel an diesem Ein-/Ausgang wird die Anzeige dunkelgetastet. Zur Anzeige der Empfangsfrequenz werden Lichtschachtanzeigen *VQE24* verwendet. Der Dezimalpunkt der 3. Stelle wird über eine Vorwiderstand angesteuert. Die Helligkeit soll der der einzelnen Segmente angepaßt sein. Für die Anzeige des Empfangsbereichs über 99, 99 MHz, muß man den Zähler lediglich um eine Stelle (1mal Zähler, Dekoder und LED) erweitern. Der 5. Zähler erhält seine Eingangsimpulse über den Ausgang $\ddot{u}_V$ des 4. Zählers. Die Vorbereitungseingänge sind alle auf L-Pegel zu legen.

5.2.2. Komplette Schaltungen für digitale Frequenzanzeige

4stellige Frequenzanzeige

Bild 5.16 zeigt den Stromlaufplan für eine 4stellige Frequenzanzeige. Mit ihr können Frequenzen im Bereich von 86,00 bis 99,95 MHz in 50-kHz-Schritten angezeigt werden. Die Baugruppen der Schaltung wurden bereits beschrieben. Das Oszillatorsi-

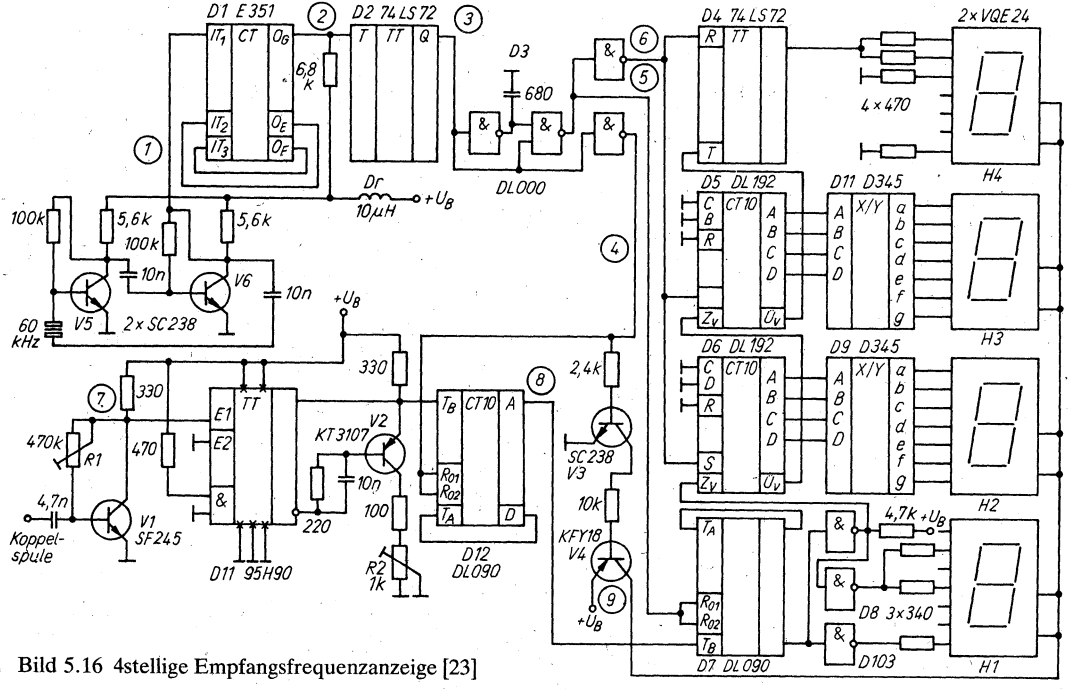


Bild 5.16 4stellige Empfangsfrequenzanzeige [23]

gnal des Tuners gelangt auf die Eingangsschaltung, wird dort verstärkt und um den Faktor 100 geteilt. Mit R1 stellt man die Eingangsempfindlichkeit der Schaltung ein. Die geteilte Oszillatorfrequenz gelangt vom Ausgang des Teilers D12 auf den Eingang des 4stelligen Zählers.
Für die Zeitbasis wurde ein Quarz mit einer Frequenz von 60 kHz verwendet. Der Oszillator ist mit Transistoren aufgebaut. Ein *E351* (D1) teilt diese Frequenz auf 100 Hz. D2 stellt dann eine Frequenz von 50 Hz mit einem Tastverhältnis von 1 : 1 bereit. Die Ablaufsteuerung (D3) liefert die zum Betreiben des Zählers nötigen Impulse. Die am Meßpunkt 4 liegenden Impulse steuern den Vorteiler, der auch als Torschaltung arbeitet, an. Während die Oszillatorfrequenz des Tuners gezählt wird, schalten die Transistoren V3 und V4 die Anzeige aus. Die an den Punkten 5 und 6 liegenden Impulse setzen den 4stelligen Zähler vor Beginn des Zählens in eine definierte Lage auf das Komplement der ZF (8930). Die 1. Stelle ist so beschaltet, daß die Empfangsfrequenz des Tuners in 50-kHz-Schritten angezeigt wird. Die 1. Stelle steuert ein *D103* (D8) mit Open-Kollektor-Ausgängen an. Es werden dann nur die Null und die Fünf angezeigt. Da bei der 4. Stelle nur die Acht und die Neun angezeigt werden sollen, benutzt man für den Zähler einen *DL072*. Ein Dekoder kann dann entfallen. D4 steuert direkt das Segment e der Anzeige an. Für die 2. und 3. Stelle sind Zähler vom Typ *DL 192* eingesetzt. Diese lassen sich über die Setzeingänge voreinstellen. Die Ansteuerung der Anzeigen übernehmen die Dekoder *D345* (D9 und D10). Der Aufbau der Koppelspule wurde im Abschnitt 5.2.5. beschrieben. Abgeglichen wird mit den beiden Schichtdrehwiderständen. Zuerst stellt man bei anliegendem Oszillatorsignal R2 so ein, daß der Zähler sicher zählt. Mit R1 wird dann über den gesamten Anzeigebereich eine flackerfreie Anzeige eingestellt. Dieser Vorgang ist wechselseitig zu wiederholen.

5stellige Frequenzanzeige

Durch den Einsatz höher integrierter Schaltkreise für den Zähler und die Bereitstellung der Impulse für die Ablaufsteuerung läßt sich der Materialaufwand erheblich senken.

Speziell sind hierfür die Schaltkreise *M7217* und *M7207* geeignet.
Die im Bild 5.17 dargestellte Schaltung wurde aus [21] entnommen. Ihr Bauelementeaufwand ist recht gering. Der *M7217* ist ein 4stelliger Zähler zum Ansteuern von LED-Anzeigen mit gemeinsamer Anode. Er besteht aus 4 voreinstellbaren Dekadenzählern, die im Vorwärts/Rückwärts-Betrieb arbeiten können. Integriert sind ebenfalls ein Dekoder und entsprechende Treiber zum Anschluß der LED. Die LED-Anzeigen werden multiplex betrieben. Weitere Bestandteile sind ein 4stelliges BCD-Register, ein Komparator und ein 4-bit-Bus. Über die Betriebsarteneingänge läßt sich der 4stellige Zähler *M7217* in folgende Betriebszustände setzen:
- Zähler wird über das Bus-Tor und den Eingangsmultiplexer voreingestellt, Zählvorgang unterbrochen;
- Torschaltung offen;
- das Register wird voreingestellt;
- BCD-Ausgänge hochohmig, Multiplex-Oszillator wird gesperrt, die Anzeige steht einer anderen Schaltung zur Verfügung;
- Zähler und Register werden gleichzeitig voreingestellt;
- Ausgabe der Speicherinhalte nacheinander an den BCD-Torausgängen.

Die obere typische Grenzfrequenz des *M7217* liegt bei etwa 2 MHz.
Über die Busleitungen wird der Zähler mit Dioden auf das Komplement der ZF voreingestellt. Aufgrund der geringen Betriebsspannung sollten hierfür Germaniumdioden mit geringer Durchlaßspannung verwendet werden. Um den Anzeigebereich auf 5 Stellen zu erweitern, benutzt man einen Überlaufzähler mit einem *4013* und einer Treiberstufe. Der *M7217* gibt beim Übergang von 9999 nach 0000 einen H-Übertragsimpuls aus. Dieser wird mit dem Überlaufzähler ausgewertet. Die für die Steuerung der Schaltung notwendigen Impulse werden mit dem *M7207* erzeugt. Der interne Oszillator wird mit einem Quarz (6,5536 MHz) sowie einer Parallel- und Reihenkapazität beschaltet. Mit dem Trimmer kann man auf die Sollfrequenz abgleichen.

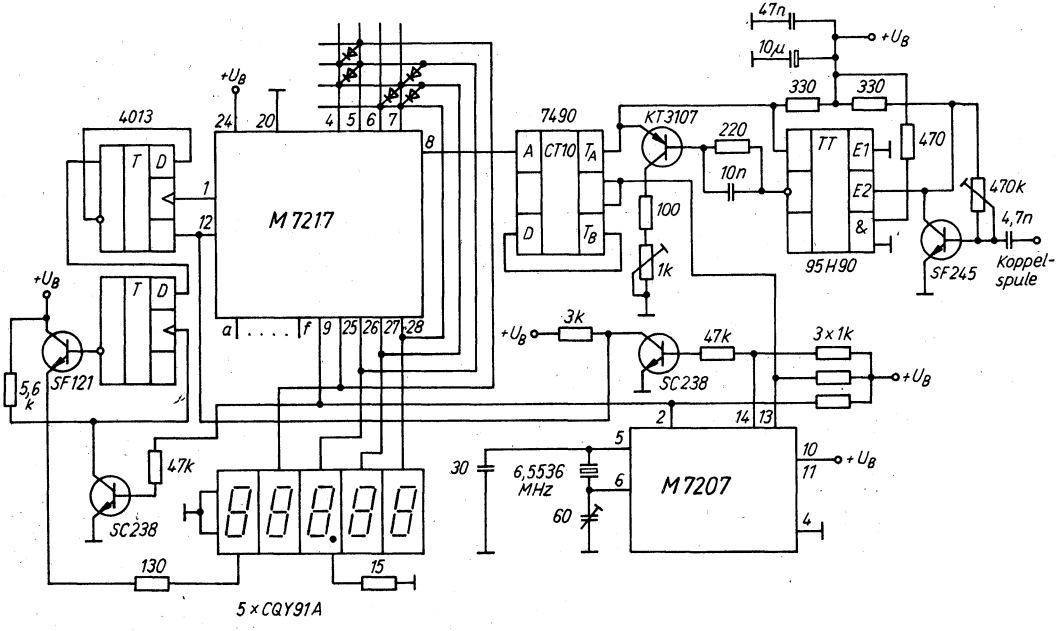


Bild 5.17 5stellige Empfangsfrequenzanzeige mit *M 7217*

Durch 2^{17}-Teilung liefert der Schaltkreis ein 50–Hz-Ausgangssignal mit einem Tastverhältnis von 1:1 und 10 ms Dauer. Während der H-Phase werden noch nacheinander L-aktive Speicher- und Rücksetzimpulse ausgegeben. Die Ausgänge haben Open-Kollektor-Stufen.

Frequenzanzeige mit SDA 5680

Der im Stromlaufplan nach Bild 5.18 benutzte *SDA 5680* beinhaltet alle zum Realisieren einer Frequenzanzeige nötigen Baugruppen. Mit ihm können Frequenzen für UKW, MW, KW und LW angezeigt werden. Für UKW hat der *SDA 5680* einen separaten Eingang, den man über eine einfache Transistorstufe und eine Koppelspule anschließen kann. Für KW, MW und LW ist ein gemeinsamer Eingang vorhanden. Ein weiterer Eingang ist für einen 2. KW-Oszillator vorgesehen. Der interne Oszillator schwingt in Verbindung mit einem Quarz auf 4MHz. Der

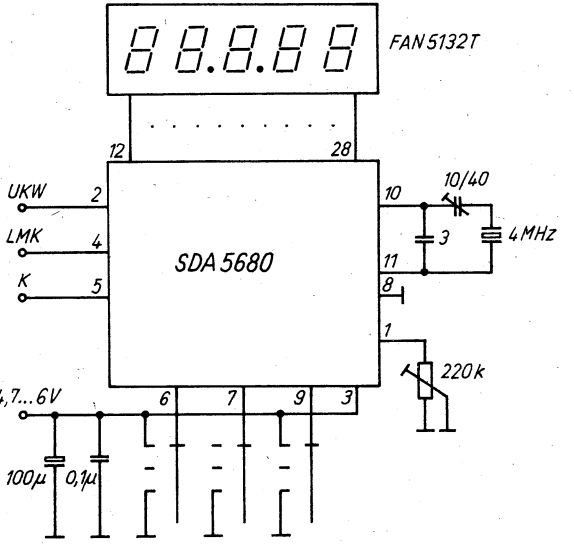


Bild 5.18 Empfangsfrequenzanzeige mit *SDA 5680* [24]

SDA5680 ist für die Ansteuerung von LCD-Anzeigen (z.B. *FAN5132T*) ausgelegt. Der LCD-Takt kann mit dem Einstellregler am pin 1 eingestellt werden. Die einzelnen Betriebsarten lassen sich mit einfachen Schaltern umschalten. Der *SDA5680* wird für 2 unterschiedliche Zwischenfrequenzen produziert (Index A oder B). Eine geringfügige Frequenzverschiebung um ±1kHz kann man am pin 9 vornehmen. Es lassen sich somit Abweichungen der ZF ausgleichen. Bei UKW müssen pin 6 und pin 7 auf H-Pegel liegen.

5.3. Mikrocomputer im UKW-Empfänger

Durch einen Mikrocomputer kann man den Bedienkomfort eines UKW-Empfängers erheblich steigern. Es lassen sich weitere Gebrauchseigenschaften erschließen. Kernstück des Übersichtsschaltplans nach Bild 5.19 ist der über einen Bus mit allen Baugruppen verbundene Mikrocomputer. Die einzelnen Baugruppen werden über Interface, die Pegelwandler, A/D- und D/A-Wandler und Treiber beinhalten, angesteuert.
In der DDR werden als Einchip-Mikrorechner die Typen *U881, U882, U883* produziert, die folgende Merkmale aufweisen:
- 8-bit-Port,
- 2 programmierbare CTC,
- 144-byte-RAM-Register,
- Power-Down-Betrieb,
- Registerpointer,
- 6 vektorisierte und priorisierbare Interrupts,
- On-Chip-Oszillator (Quarz oder Piezo),
- Stromversorgung 5V,
- alle Anschlüsse TTL-kompatibel,
- maximale Taktfrequenz 8 MHz.

Für den Amateur dürfte der Typ *U882* interessant sein. Er hat einen Tiny-MP-Basic-Interpreter mit 17 Befehlen. Die 4 Ein- und Ausgabeports sind zu jeweils 8 bit organisiert und in den Betriebsarten Ein-/Ausgabe sowie bidirektional programmierbar. Port 0 und 1 eignen sich für die multiplexe Adressen- und Daten-

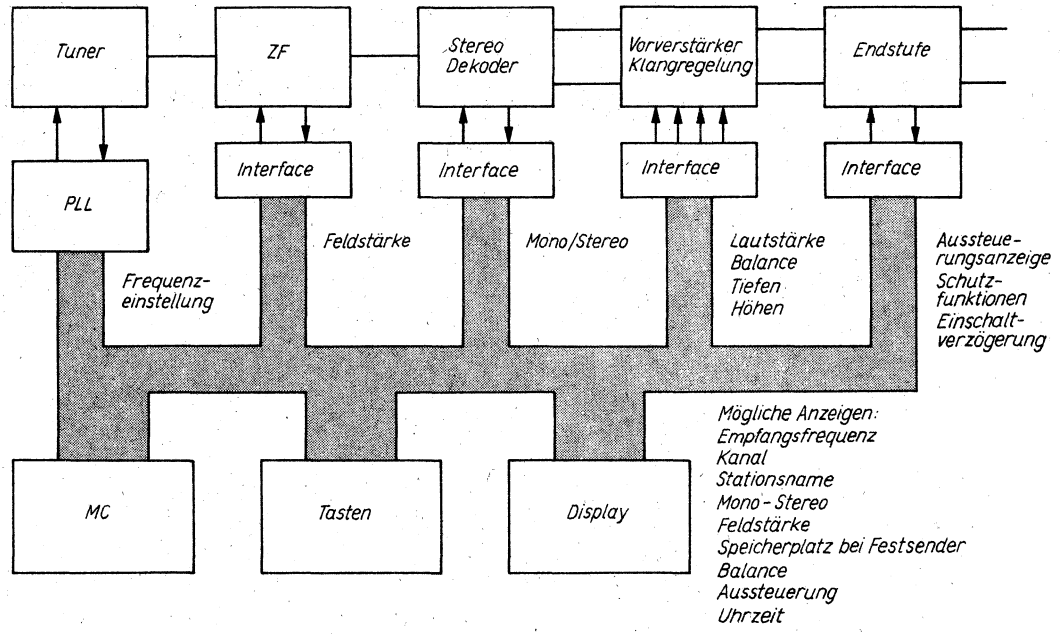


Bild 5.19 Übersichtsschaltplan eines mikrocomputerabgestimmten UKW-Empfängers

eingabe sowie -ausgabe. Port 2 ermöglicht eine Einzelbitverarbeitung. Die Interruptleitungen, serieller Ein- und Ausgang sowie Handshake usw. sind über Port 3 verfügbar. Maximal können 126 kbyte externer Programm- und Datenspeicher adressiert werden. Nach dem Initialisieren arbeitet der im On-Chip-Bereich (12-2047) befindliche Basic-Interpreter das in einem internen EPROM oder RAM untergebrachte Programm ab. Durch den günstig gestalteten Befehlssatz und die Befehlsabarbeitung läßt sich ein großer Anteil der Steuerung softwaremäßig realisieren. Zum Steuern des UKW-Empfängers werden an externen Baugruppen nur noch die RAM oder EPROM, Bustreiber, D/A- und A/D-Wandler sowie Eintransistor-Treiberstufen benötigt. Die Hardware für das Display ist für 7-Segment-Anzeigen und Matrixanzeigen unterschiedlich. Wenn man 7-Segmentanzeigen verwendet, lassen sich alphanumerische Zeichen und Leuchtbalken (z. B. für Aussteuerungsanzeige) darstellen. Bei der Senderabstimmung mit einem Handrad wird die Schaltung noch um einen Inkrementalgeber erweitert. Die Auswertung erfolgt softwaremäßig.

5.4. Mikrocomputergesteuertes Abstimmsystem

Für den Einsatz in Stereo- bzw. Mono-Fernsehgeräten und Hi-Fi-Geräten wurde in [25] ein aus 3 Schaltkreisen bestehendes Abstimmsystem beschrieben. Hierbei handelt es sich um ein rechnergesteuertes Frequenzsynthese-Abstimm- und Bediensystem. Zum System (Bild 5.20) gehören ein 8-bit-Rechner *(SDA 2011)*, ein E^2 PROM *(SDA 2216)* und eine PLL-Schaltung *(SDA 3202)*. Erstmals werden hier der Vorteiler für die Oszillatorfrequenz des Tuners und die PLL-Schaltung in einem Chip untergebracht. Der *SDA 3202* beinhaltet den Vorteiler für die Tunerfrequenz und die PLL-Schaltung. Es können Oszillatorfrequenzen bis maximal 1,3 GHz verarbeitet werden. Der Abstimmvorgang wird vom Mikrocomputer kontrolliert. Zur äußeren Beschaltung werden ein Quarz (4 MHz) und Treiberstufen benötigt. P0, P3, P7 und P4 realisieren über einfache Treiberstufen

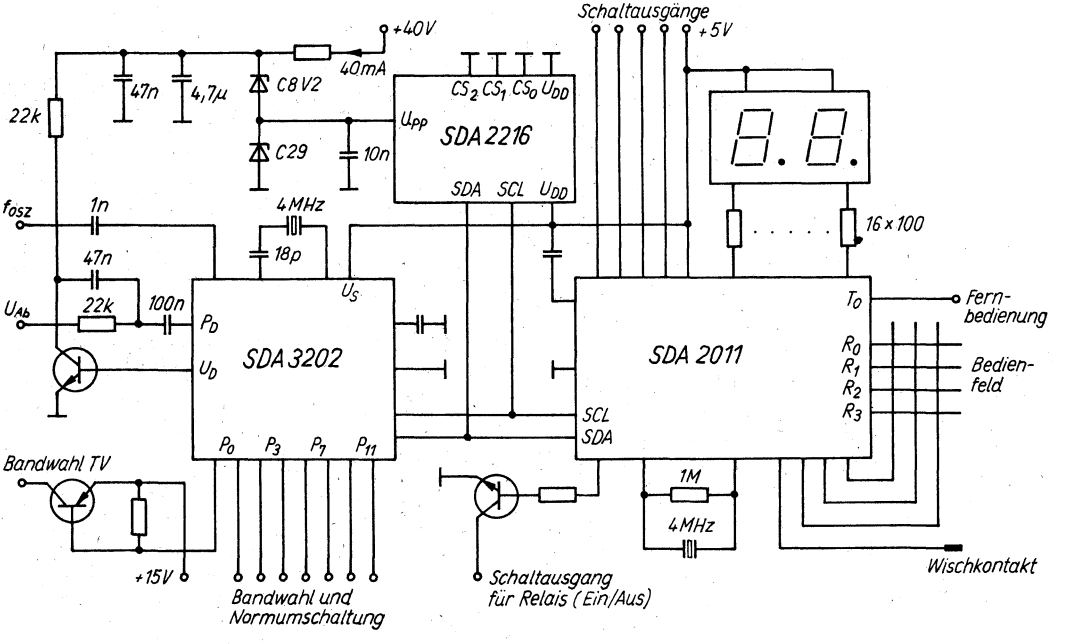


Bild 5.20 PLL-Frequenzsynthese mit Mikrocomputer

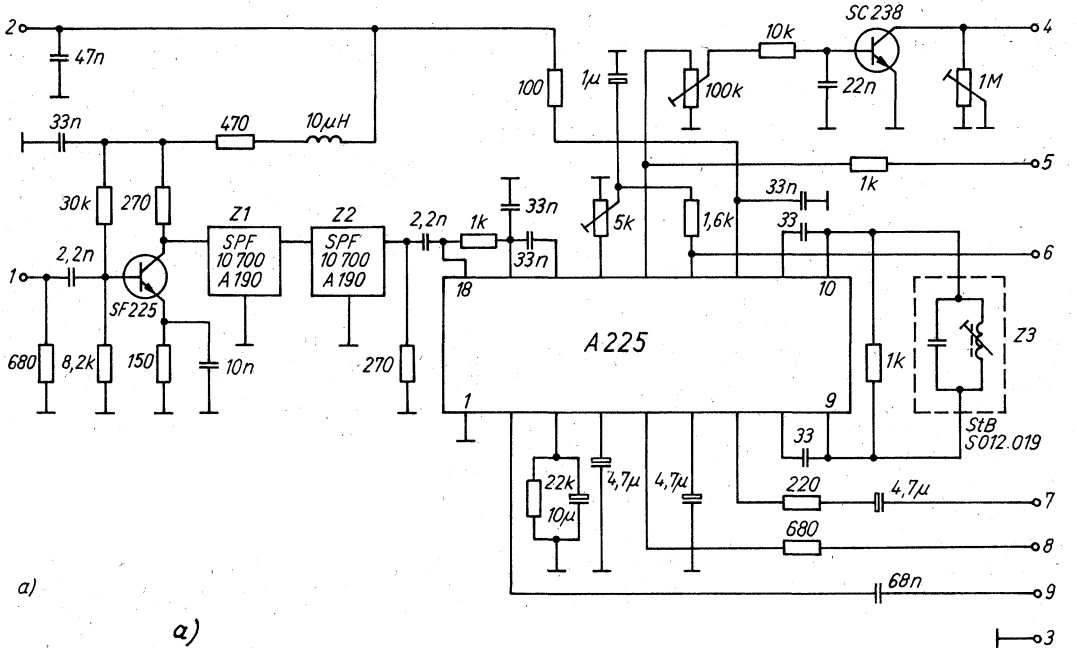
die Bandwahl und Normumschaltung bei Fernsehgeräten. Für das Erzeugen der Abstimmspannung muß eine „Rohspannung" von etwa 33 V bereitgestellt werden.
Kernstück der Schaltung ist der 8-bit-Mikrocomputer *SDA 2011* mit einem 2-kbyte-ROM und einem 64-byte-RAM. Insgesamt stehen 32 digitale E/A-Leitungen zur Verfügung. Sie teilen sich auf in zwei 8-bit-Ports, drei 4-bit-Ports, einen 2-bit-Port und eine serielle Schnittstelle. Der *SDA 2011* hat außerdem noch 2 Testeingänge. Die serielle Schnittstelle besteht aus einer Takt- und Datenleitung. Zum direkten Anschluß von LED (7-Segment-Anzeigen) sind die beiden 8-bit-Ports mit internen Leistungsstufen ausgestattet. Ebenfalls integriert sind die Bedienung des Abstimmsystems, die Anzeige des Betriebszustands und ein Fernsteuerempfänger. Dem Anwender stehen 4 Ausgänge für spezielle Schaltfunktionen zur Verfügung. Die entsprechenden Daten werden dem Benutzer über ein 2stelliges Display mitgeteilt. Der *SDA 2011* legt in einem E^2 PROM die Daten für Kanalnummer, Feinabstimmung, Norm und Optimalwerte für 8 Analogfunktionen ab. Er hat eine Speicherkapazität von 128 byte.

6. ZF-Verstärker

Für den ZF-Verstärker und den Demodulator wurde ein *A225* verwendet (Bild 6.1). Der Schaltkreis besteht aus einem ZF-Begrenzerverstärker, einem Koinzidenzdemodulator sowie einigen Zusatzbaugruppen. Er ist ausgestattet mit

- Instrumentenanschluß zur Amplitudenanzeige,
- wahlweise positiv oder negativ gehender Mono-/Stereo-Schaltspannung,
- AFC-Ausgang mit Abschaltautomatik,
- über großem Eingangspegelbereich einstellbarer Rauschsperre, die außerdem auf Verstimmung anspricht.

Das vom UKW-Tuner ausgekoppelte ZF-Signal wird über Anschluß 1 einem 1stufigen Verstärker zugeführt. Die Selektion übernehmen zwei 4kreisige piezokeramische Filter. Der nachfolgende *A225* verstärkt, begrenzt und demoduliert das frequenzmodulierte Signal und erzeugt ein AFC-Signal. Pin 18 des *A225* ist der Eingang des ZF-Verstärkers. An pin 17 und pin 16 wird der Arbeitspunkt eingestellt. Im *A225* gelangt das ZF-Signal über einen 8stufigen Begrenzerverstärker an den Eingang des symmetrischen Koinzidenzdemodulators (pin 8 und pin 11), der 2. Eingang des Demodulators (pin 9 und pin 10) wird über die 33pf Kondensatoren gespeist. Der Phasenschieberkreis (Z3) ist mit 1 kΩ bedämpft, um einen niedrigen Klirrfaktor des NF-Signals an pin 7 zu erhalten. Es wird kapazitiv ausgekoppelt und liegt an pin 8. Der *A225* erzeugt eine der ZF-Spannung proportionale Spannung. Diese Gleichspannung liegt an pin 14 und ist etwa dem Logarithmus der ZF-Spannung proportional. Sie wird hier zur Verstärkungsregelung des UKW-Tuners verwendet. Steilheit und Grundverstärkung können mit den beiden Einstellreglern (100 kΩ und 1 MΩ) festgelegt werden. Die an pin 15 anliegende Spannung ist der von pin 14 entgegengesetzt. Man nutzt sie zusammen mit dem 5-kΩ-Einstellwiderstand zum Einstellen der Mutingschaltschwelle. Die Mutingschaltung wird von der Feld-


2
47n
33n
470
10µH
30k
270
Z1
SPF
10 700
A 190
Z2
SPF
10 700
A 190
2,2n
1
SF225
680
8,2k
150
10n
270
2,2n
1k
33n
33n
100
1µ
5k
100k
10k
SC 238
22n
1M
1,6k
33n
1k
5
33
6
4
18
10
A 225
1
9
1k
Z3
StB
S012.019
33
22k
10µ
4,7µ
4,7µ
220
4,7µ
7
680
8
68n
9
3
a)

a)

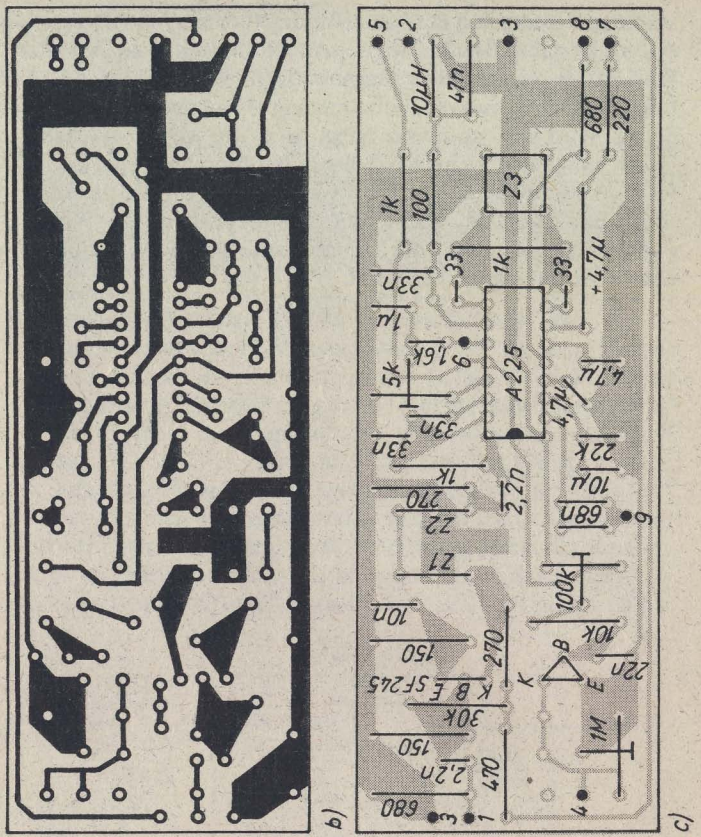
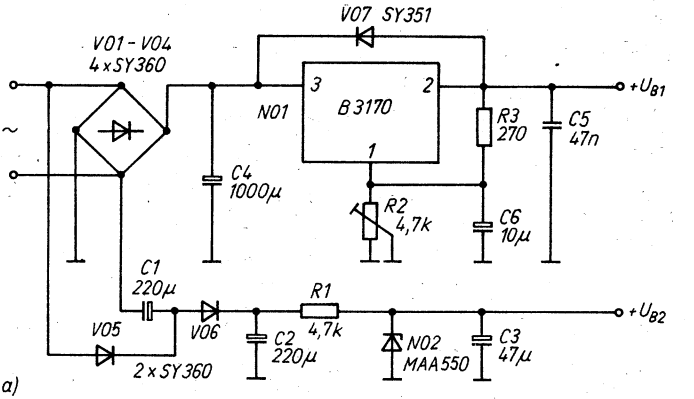


Bild 6.1 ZF-Teil mit *A 225;*
a – Stromlaufplan, b – Leiterplatte, c – Bestückungsplan

stärke und intern von der Verstimmung (etwa ± 70 kHz) gesteuert. Sie ist außer Betrieb, wenn man pin 13 nach Masse schaltet. Pin 5 ist der Ausgang einer Gegenstromquelle, die einen in Richtung und Betrag von der Verstimmung abhängigen Gleichstrom liefert. Wird pin 2 an Masse gelegt, so ist die AFC abgeschaltet. Dieser Eingang kann auch mit einem Berührungssensor (metallischer Abstimmknopf) beschaltet werden. Die AFC läßt sich dann durch Berühren des Abstimmknopfes abschalten. Die Wiedereinschaltzeit wird durch die Zeitkonstante der an pin 3 anliegenden RC-Kombination bestimmt.

7. Stromversorgung

Bei UKW-Empfängern mit C-Dioden-Tunern bereitet die Bereitstellung eines entsprechenden Transformators für den Amateur die meisten Schwierigkeiten. Deshalb wird im Stromlaufplan nach Bild 7.1 die Abstimmspannung durch Spannungsverdopplung erzeugt. Nach anschließender Glättung wird die Abstimmspannung mit einem *MAA 550* stabilisiert. Die Betriebsspannung von + 15 V für den UKW-Tuner, ZF-Verstärker und Stereodekoder stabilisiert ein *B 3170*. Mit dem Einstellwiderstand kann ein Abgleich auf den Sollwert vorgenommen werden. Den *B 3170* muß man mit einem Kühlblech versehen.
Für die digitalen Baugruppen wird eine Spannung von +5 V benötigt. Wie Bild 7.2 zeigt, kann man den *B 3170* dazu nutzen. Die äußeren Bedingungen entsprechen denen von Bild 7.1.
Bei der digitalen Frequenzanzeige und der PLL-Abstimmung muß der Stromversorgung große Beachtung geschenkt werden. Ein geringer Einfluß der Störstrahlungen der digitalen Baugruppen läßt sich nur sicherstellen, wenn man die üblichen Regeln der



a)

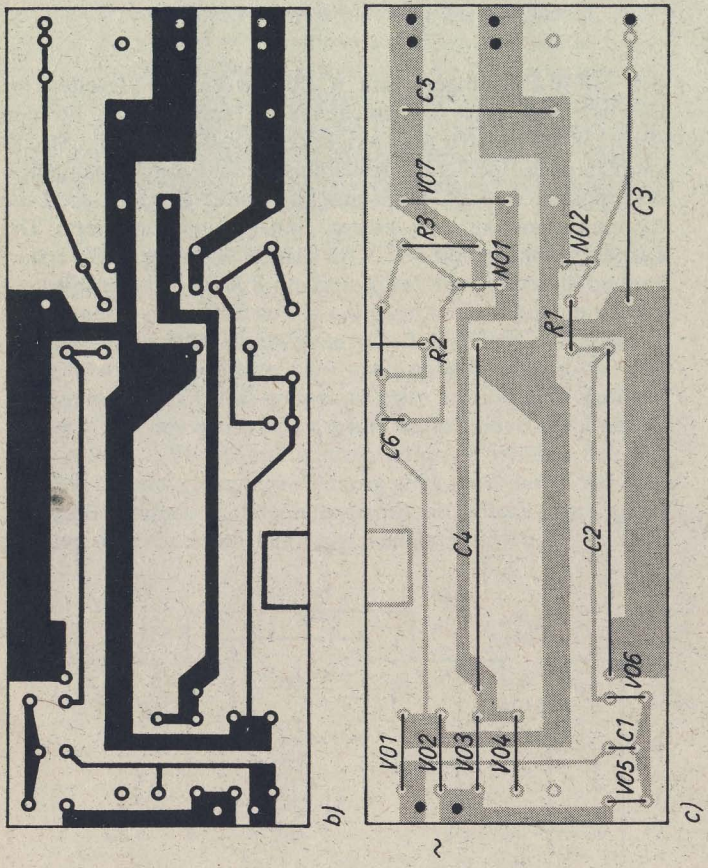
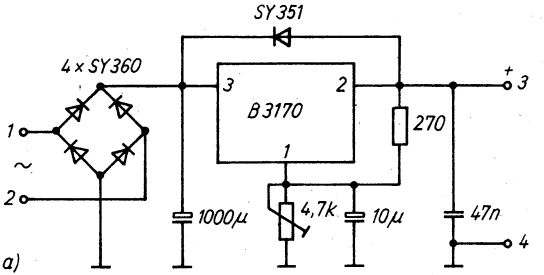
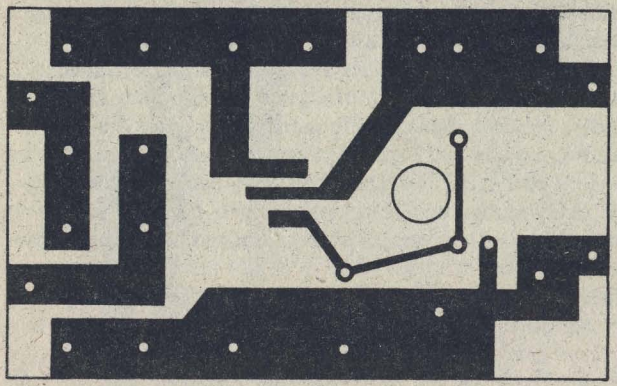


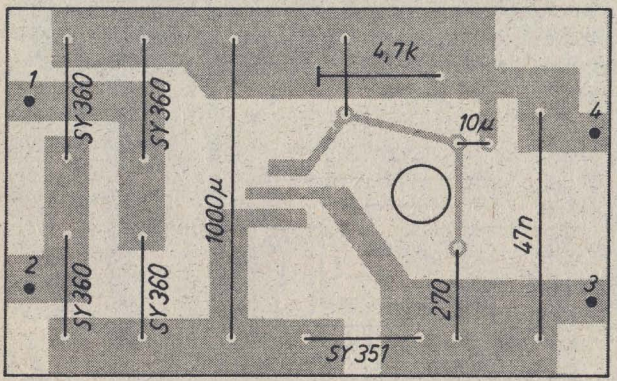
Bild 7.1 Stromversorgung für UKW-Empfänger;
a – Stromlaufplan, b – Leiterplatte, c – Bestückungsplan

Masseführung unbedingt einhält. Das heißt, alle Masseleitungen sind an einem Punkt sternförmig zusammenzuschalten.
Eine Anordnung der digitalen Baugruppen in der Nähe der Stromversorgung und des Empfangsteiles sollte man möglichst vermeiden. Bei der digitalen Frequenzanzeige sind die Verbindungsleitungen von den Dekodern zu den Anzeigeelementen so kurz wie möglich zu halten. Dies muß besonders beim Multiplexbetrieb beachtet werden. Die Zuleitungen für stromintensive Baugruppen müssen mit einem ausreichenden Querschnitt versehen sein.
Bei einem Muster der digitalen Frequenzanzeige nach Bild 5.16 konnte auf eine allseitige Abschirmung verzichtet werden. Die Leiterplatte mit den Anzeigeelementen wurde senkrecht an die Hauptleiterplatte gelötet. So konnte eine kurze Leitungsführung gewährleistet werden. Alle Schaltkreise erhielten einen Stützkondensator. Abgeschirmtes Kabel bildete die Zuleitung zur Koppelspule. Bei subjektivem Vergleich wurde durch die digitale Frequenzanzeige keine Verschlechterung der Empfangsqualität festgestellt.





b)



c)

Bild 7.2 Stromversorgung für die digitalen Baugruppen;
a – Stromlaufplan, b – Leiterplatte, c – Bestückungsplan

Literatur

[1] *G. Zech,* Kapazitätsdioden für elektronische Abstimmung. In: radio fernsehen elektronik, Berlin 18 (1969), S. 10–21 und 21–22.

[2] *H.-J. Fischer/W. Schlegel,* Transistor- und Schaltkreistechnik. Berlin 1979.

[3] *M. Glaser,* Stereosteuergerät Akkord SR 1500. In: radio fernsehen elektronik, Berlin 30 (1981) 12, S. 791–796.

[4] Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Berlin Teil 1. In: radio fernsehen elektronik, Berlin 33 (1984) 7, S. 439–442.

[5] *H. Krüger/F. Gensel,* Stereoradiorecorder SKR 500. In: radio fernsehen elektronik, Berlin 32 (1983) 1, S. 39–44.

[6] Serviceanleitung 04-4/79, REMA cornet 840 HiFi. VEB Rundfunktechnik REMA.

[7] Serviceanleitung Carat S 2412.00. VEB Stern-Radio Sonneberg.

[8] Serviceanleitung Stereo-Steuergerät RS 5001 HiFi. VEB Robotron-Büromaschinenwerk Sömmerda.

[9] *H. Raduschewski,* Programmwahlschaltungen für kapazitätsdiodenabgestimmte Tuner. In: FUNKAMATEUR, Berlin 33 (1984) 10, S. 238–240.

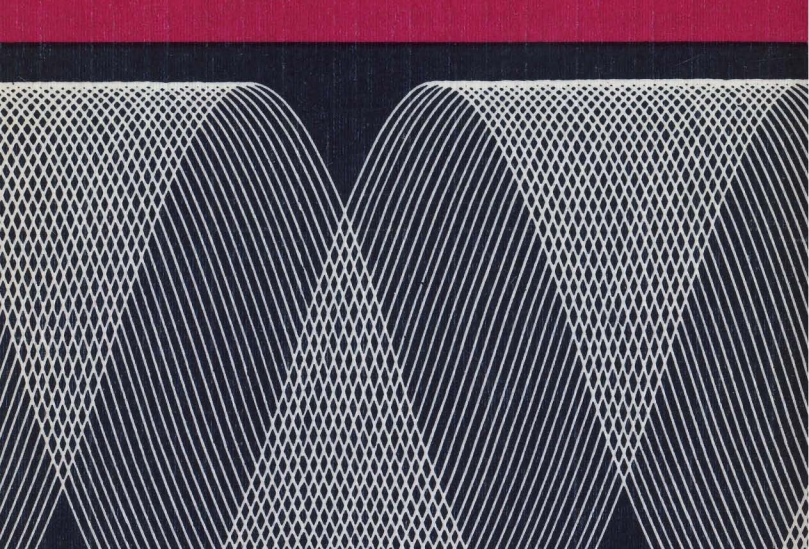
[10] *W. Quendt,* Autoempfänger A 200. radio fernsehen elektronik, Berlin 28 (1979) 10, S. 653–659.

[11] *H. Raduschewski,* Stereo-Minikomponenten-Anlage. In: FUNKAMATEUR, Berlin 34 (1985) 1, S. 29–33.

[12] *G. Pelz,* Abstimmsystem mit Spannungssynthese für Rundfunk- und Fernsehempfänger Teil I. In: Funktechnik, Heidelberg 39 (1984) 6, S. 238–240.

[13] *G. Pelz,* Abstimmsystem mit Spannungssynthese für Rundfunk- und Fernsehempfänger Teil II. In: Funktechnik, Heidelberg 39 (1984) 7, S. 296–297.

[14] ...: CMOS-PLL-Baustein für Frequenzsynthesizer mit MC-kompatibler Teilereinstellung. In: Funktechnik, Heidelberg 40 (1985) 12, S. 518–519.
[15] *U. Bergt,* Zur Frequenzsynthese in Rundfunkempfängern. In: radio fernsehen elektronik, Berlin 34 (1985) 9, S. 551–555.
[16] *H. Lingenfelder,* Dimensionierung von PLL-Schaltungen. In: radio fernsehen elektronik, Berlin 34 (1985) 1, S. 48–53.
[17] *D. Dahms,* LED-Ansteuerschaltkreis A277 D. In: radio fernsehen elektronik, Berlin 30 (1981) 10, S. 615–618.
[18] *H. Müller,* Digitale Frequenzanzeige für UKW-FM-Rundfunkempfänger. In: FUNKAMATEUR, Berlin 29 (1980) 3, S. 120–123.
[19] *M. Richter,* Digitale Frequenzanzeige im UKW-Heimempfänger. In: FUNKAMATEUR, Berlin 32 (1982) 2, S. 68...
[20] *L. Schneegass,* Universeller Digitaluhr-Zählerbaustein. In: radio fernsehen elektronik, Berlin 30 (1981) 4, S. 227–320, 255.
[21] *M. Arnold,* Empfangsfrequenzzähler für den UHF-Bereich. In: Funktechnik, Heidelberg 36 (1981) 11, S. 397–406.
[22] *M. Kühne,* Schaltungspraxis für Meßgeräte. Berlin, 1984, S. 82.
[23] *H. Raduschewski,* Digitale Empfangsfrequenzanzeige für UKW-Tuner. In: radio fernsehen elektronik, Berlin 34 (1985) 5, S. 323–325.
[24] *K. Biermann/H. Liedl,* Einfaches Abstimmsystem mit Spannungssynthese. In: Funktechnik, Heidelberg 35 (1980) 5, S. 187–193.
[25] ...: TV-Sat-geeignetes Frequenzsynthese-Abstimm- und Bediensystem für die Unterhaltungselektronik. In: Funktechnik, Heidelberg 40 (1985) 11, S. 473–474.
[26] VEB Kombinat Mikroelektronik. Aktive elektronische Bauelemente, 1984.
[27] *R. Richter,* Neue Spannungsreglerschaltkreise vom HFO. In: FUNKAMATEUR, Berlin 35 (1986) 2, S. 86–92.



ISBN 3-327-00352-1